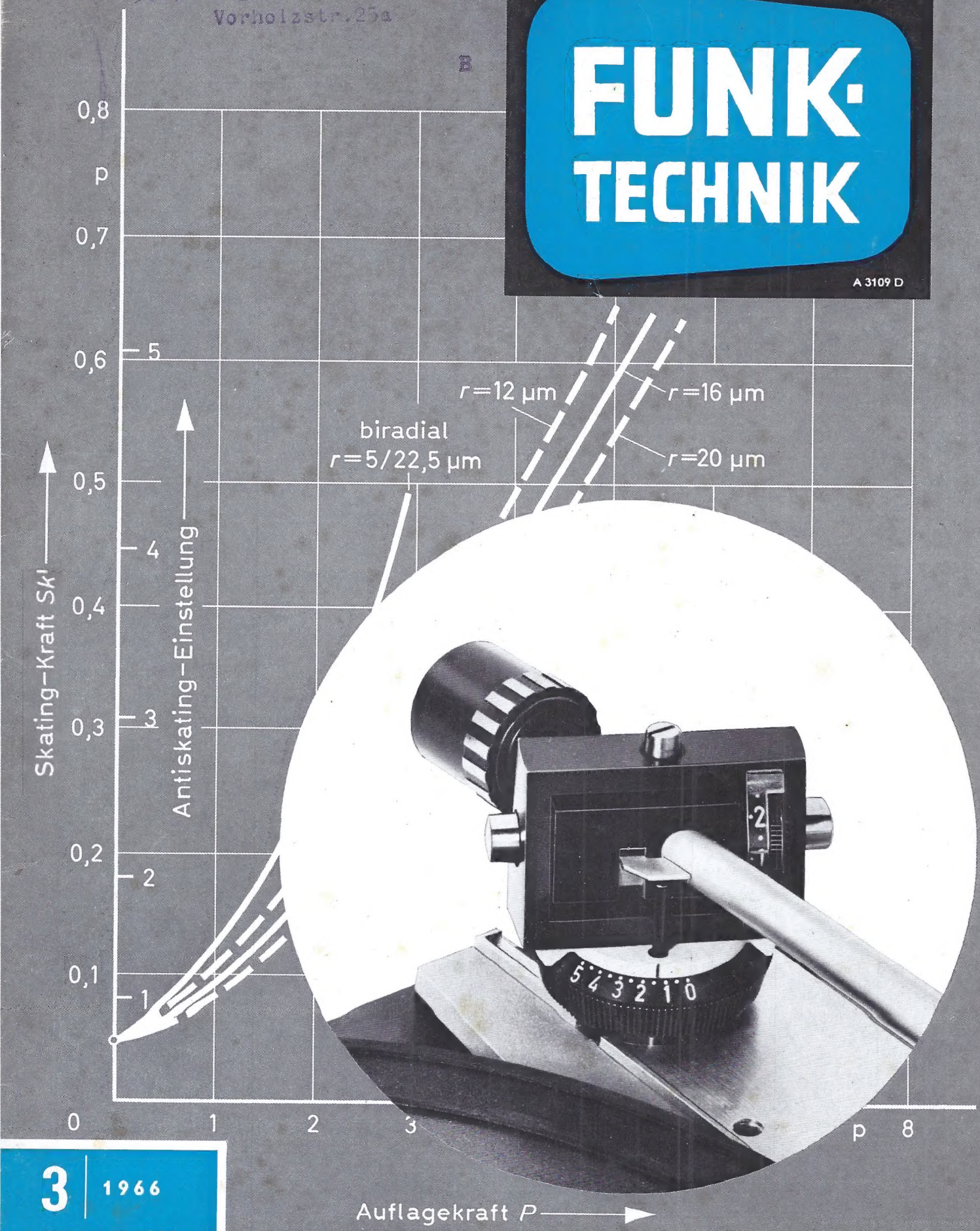
PR. 1214
3109 Nagel,Wilh.
Vorholzstr.25a
B

BERLIN

FUNK-TECHNIK

A 3109 D

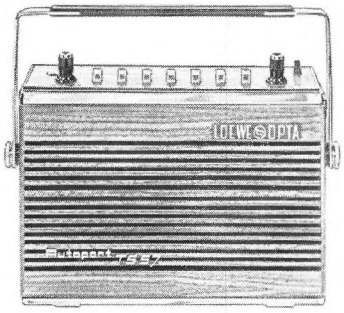


3 | 1966
1. FEBRUARHEFT

... eine gute Entscheidung für ein gutes Geschäft

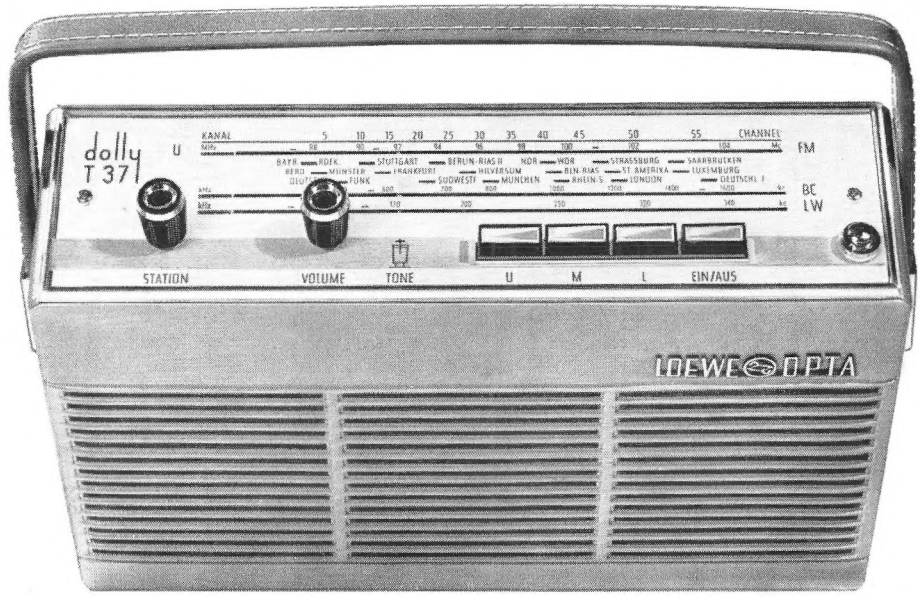
AUTOPORT T 47 – Auto/Reise/Heimsuper in Kompaktbauweise mit 4 Wellenbereichen

AUTOPORT TS 52 mit 5 Wellenbereichen, 2-Watt-Endstufe und UKW-Abstimmautomatik ein Repräsentant der oberen Mittelklasse



AUTOPORT TS 57 – 3-Watt-Spitzensuper mit 5 Wellenbereichen, Duplexabstimmung, Höhen- u. Tiefenregler und anderen Vorzügen

LOEWE OPTA-Transistorsuper gewinnen ständig an Bedeutung. Ihr markantes Aussehen weckt Interesse, ihre Leistung überzeugt, beides führt zum Kauf. Mehr denn je wird das für das Programm 1966 gelten. Die Mühe, die wir auf die Entwicklung wirklich bestechender Gehäuselinien verwendet haben, findet ihr Gegenstück in dem exzellenten technischen Rüstzeug, mit dem sich die neuen Typen präsentieren. Sie sind also gut beraten, wenn Sie die LOEWE OPTA-Kofferneuheiten 1966 disponieren.



DOLLY T 37 mit U, M, L oder U, M, K – bildschön, ausgezeichnet im Klang, bescheiden im Preis

BERLIN/WEST
KRONACH/BAYERN
DÜSSELDORF

LOEWE OPTA

FUNK-TECHNIK

RUNDFUNK · FERNSEHEN
PHONO · HI-FI-TECHNIK
MAGNETTON · AMATEURFUNK
MESSTECHNIK · ELEKTRONIK

AUS DEM INHALT

1. FEBRUARHEFT 1966

gelesen — gehört — gesehen 76

FT meldet 78

Tonbandgeräte — wirtschaftlich betrachtet 81

Zuverlässigkeit und Lebensdauer von Fernsehempfängern .. 82

Neue Fernsehempfänger der Saison 1966 83

Hi-Fi-Technik
Hi-Fi-Plattenspieler mit kontinuierlich einstellbarer Skating-Kompensation 85

Stereophonie
Stereo-Decoder mit Silizium- oder Germanium-Transistoren 88

Flachreedkontakte 90

Antennen
Yagiantennen als Spezialfall allgemeiner längsstrahlender Strukturen 91

Weitere Reiseempfänger der neuen Saison 94

Für den KW-Amateur
Modulation des Transistorsenders 95

Meßtechnik
Hochohmiges Gleichspannungsvoltmeter 100

Fernseh-Service 100

Durch Messen zum Wissen 102

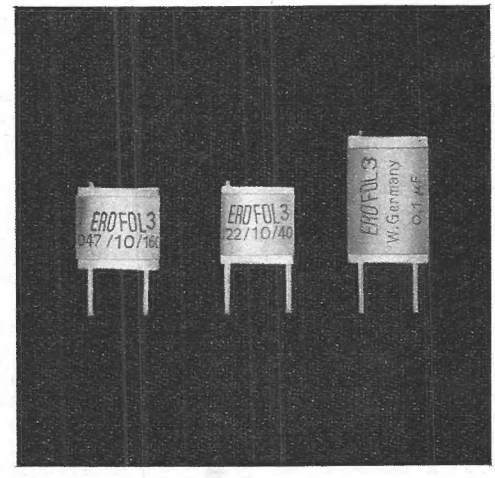
Unser Titelbild: Moderne Hi-Fi-Plattenspieler haben unter anderem eine Einrichtung zur Kompensation des Skating-Effektes (s. a. S. 85 bis 87). Aufnahme: Dual; Graphik: FT-Atelier

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 74, 79, 80, 99, 101, 106 — 108 ohne redaktionellen Teil

ERO ERNST ROEDERSTEIN

Karlsruhe

EROFOL 3 Typ Hs
für Unterhaltungselektronik



WOFÜR EIGNET SICH DER EROFOL 3?

Der EROFOL 3, Typ Hs, ist ein Polyesterfolien-Kondensator mit Aluminium-Folie und eignet sich in idealer Weise für den Einbau in gedruckte Schaltungen.

CHARAKTERISTIKEN

- Einseitige Drahtanschlüsse
- Einheitliches Rastermaß (7,5 mm) für alle Werte
- Elektrische und mechanische Eigenschaften wie EROFOL II

Der EROFOL 3, Typ Hs, wurde eigens für Groß-Serien entwickelt: Er erfüllt alle Ansprüche einer rationellen Fertigung und ist besonders preisgünstig.

VORLÄUFIGES PROGRAMM

Nennspannung	Kapazität	D max. x H max. (mm)	Rastermaß (mm)
400 V—	0,022 µF	10,5 x 11	7,5
160 V—	0,047 µF	11,5 x 11	7,5
160 V—	0,1 µF	11 x 17	7,5

Einzelheiten auf Anfrage

ERO ERNST ROEDERSTEIN
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN G·M·B·H
8300 LANDSHUT/BAYERN
Ludmillastraße 23—25 · Postfach 588/89 · Telefon 3085

Einheitliche Ausbildung der Ingenieurschul-Praktikanten

In ihrer 16. Entschließung, die kürzlich den Kultusministern der Länder und der Kultusminister-Konferenz übergeben wurde, legt die Deutsche Kommission für Ingenieurausbildung Rahmenausbildungspläne für Ingenieurschul-Praktikanten vor, die von der Arbeitsstelle für Betriebliche Berufsausbildung, Bonn, für die Fachrichtungen Maschinenbau und Elektrotechnik ausgearbeitet worden sind. Diese Pläne gelten für die zur Zeit vorgeschriebene zweijährige gelenkte Praktikantentätigkeit und sehen für die Fachrichtung Elektrotechnik im zweiten Ausbildungsjahr eine Aufgliederung in die Gebiete Starkstromtechnik und Nachrichtentechnik vor.

Feinstellpotentiometer, Dekadenpotentiometer, Dekadenregelwiderstände

Rohde & Schwarz hat jetzt Feinstellpotentiometer, Dekadenpotentiometer und -regelwiderstände der *John Fluke MFG, Co., Inc.*, in das Vertriebsprogramm aufgenommen, die Auflösungen zwischen 0,0002 und 0,02 % haben. Die Potentiometer sind im Frequenzbereich 0 ... 100 kHz linear. Die Regelwiderstände haben eine Grundgenauigkeit von ±0,025 % und bei Widerstandswerten über 100 Ohm einen Temperaturkoeffizienten von weniger als $10 \cdot 10^{-6}/°C$. Die Feinstellpotentiometer (Nennbelastbarkeit 2 ... 5 Watt) umfassen den Widerstandsbereich von 100 Ohm ... 100 kOhm. Die Dekadenpotentiometer und -regelwiderstände, die einlagig gewickelte induktivitätsarme Präzisionswiderstände enthalten, überdecken die Widerstandsbereiche 1 ... 100 kOhm beziehungsweise 1,2 ... 120 kOhm. Koaxial angeordnete Skalen und parallaxenfreie Indikatoren erlauben eine schnelle und genaue Einstellung.

Datensicherungsgerät „DASI 5"

Mit dem neuen Datensicherungsgerät „DASI 5" von *Siemens* kann die ohnehin sehr geringe Fehlerquote bei Fernschreibverbindungen noch um rund zwei Zehnerpotenzen verringert werden. Das bedeutet, daß bei einer normalen Telexverbindung im Durchschnitt auf mehr als drei Millionen übertragene Zeichen nur noch ein einziges unerkanntes falsches trifft.

Neue Farbfernsehkamera

Die neue Farbfernsehkamera „Mark VII" von *Marconi* ist mit vier Plumbikons bestückt, von denen drei den Grundfarben Grün, Blau und Rot zugeordnet sind. Das vierte Plumbikon liefert das Luminanzsignal, also ein übliches Schwarz-Weiß-Signal. Das optische System besteht im wesentlichen aus einer Gummilinse, einem Relaislinsen-System zur Anpassung der üblichen für Superorthikon-Kameras geeigneten Objektive und einem Farbtrennungsprisma. An der Oberfläche dieses Prismas wird ein geeigneter Anteil des auffallenden Lichts zur Luminanzröhre reflektiert. Der Hauptanteil des Lichts tritt jedoch durch das Prisma hindurch, das es in die drei Grundfarben zerlegt, die dann zu den zugehörigen Aufnahmeröhren gelangen. Um die geringe Empfindlichkeit des Plumbikons im roten Spektralbereich auszugleichen, arbeitet der Rotkanal mit entsprechend höherer Verstärkung. Die neue Kamera ist mit Ausnahme einer Nuvistor-Röhre in jedem der vier Vorverstärker vollständig mit Transistoren bestückt und enthält mehr als 60 Dünnfilmschaltungen.

Telemetrie- und Kommandogeräte für rückführbare Höhenforschungsrakete

Das bei der im Rahmen des deutschen Raumfahrtprogramms entwickelten rückführbaren Höhenforschungsrakete für diesen Zweck erstmals angewendete Paragleiter-Bergungssystem wurde im Oktober 1965 bei einer größeren Anzahl von Meßflügen erfolgreich erprobt. Die Rakete, die wissenschaftliche Apparate für Forschungszwecke in Höhen bis zu 80 km bringen soll, wird in gesteuertem Flug in das vorausbestimmte Landegebiet zurückgeführt. Für die hierzu notwendige Steuerung entwickelte die *SEL* die Niederfrequenz- und *Telefunken* die Hochfrequenzeinrichtungen der Bord- und Bodengeräte für die Telemetrie- und Kommandoübertragung. Das Bordgerät besteht aus zwei Hauptbausteinen: dem FM-Empfänger für die Steuerkommandos (450 MHz), die als PCM-Signale übertragen werden, und dem Telemetrie-Sender (401,5 MHz, 2 W), der Meßwerte und Steuerkommandorückmeldungen als PCM/FM-Signale zum Boden strahlt. Der Telemetrieteil überträgt in 16 Kanälen die Daten von Meßstellen mit

BEYER stellt vor:

DT 96 V

die Kombination des hochwertigen dynamischen Kopfhörers DT 96 mit einem Induktionsempfänger.

Tausende von Besuchern erlebten die große Überraschung während der Hannover-Messe 1965!

Erstmalig Musikübertragung in höchster Wiedergabe-Qualität auf dem Induktionsweg!

Kein hinderndes Kabel zwischen Verstärker und Kopfhörer!

Natürlich eignet sich der DT 96 V auch für viele andere Einsatzzwecke, z. B. in Hörsälen, Dolmetscheranlagen, Museen usw.

Fordern Sie ausführliches Informationsmaterial an

Richtpreis **DM 145,-**

BEYER

EUGEN BEYER · Elektrotechnische Fabrik · 71 Heilbronn/Neck. · Theresienstraße 8 · Telefon 82348

kontinuierlich veränderlichen Signalen und in zwei weiteren Kanälen die Ja-Nein-Aussagen von 14 digitalen Kontrollstellen. Bei den Meßwerten handelt es sich hauptsächlich um Fluglagedaten, die am Boden benötigt werden, um dem Flugkörper die zur Rückführung notwendigen Befehle geben zu können. Der Kommandoteil empfängt die Einstellwerte für die Höhen- und Seitenruder sowie eine Reihe von Ja-Nein-Befehlen. Für den Flugkörper wird eine von *Telefunken* entwickelte Turnstile-Antenne verwendet, die unter Berücksichtigung der bei der Rückführung auftretenden Fluglagen die bestmögliche Abstrahlcharakteristik hat und in dem für gedruckte Schaltungsplatten üblichen Ätzverfahren hergestellt ist. Als Bodenantennen wurden leicht zusammenlegbare Wendelantennen verwendet.

Großbritannien plant regionale Computer-Zentren

Rund 30 Millionen Pfund will Großbritannien in den kommenden sechs Jahren für Datenverarbeitungsanlagen zur Unterstützung der Forschung aufwenden. Im Rahmen eines vom Minister für Unterricht und Wissenschaft angekündigten Plans werden an den Universitäten London, Manchester und Edinburgh regionale Computer-Zentren eingerichtet, in denen auch andere Universitäten und Forschungsstellen mit ihren eigenen Programmen arbeiten können.

Ringgabelweichen „ER 309" und „RW 345"

Nach dem Prinzip der Ringgabelschaltung sind die neuen Weichen „ER 309" und „RW 345" zur Zusammenschaltung von zwei UHF-Antennen aufgebaut, die die *Robert Bosch Elektronik und Photokino GmbH* liefert. Eine Kanalabstimmung ist hier wegen der aperiodischen Schaltung nicht erforderlich. Während die Ringgabelweiche „ER 309" in die Dipoldose aller „Eltronik"-UHF-Antennen eingebaut werden kann, dient die „RW 345" zur Zusammenschaltung zweier UHF-Antennen, deren Dipoldosen „Eltronik"-Transistor-Einbauverstärker enthalten oder für die Aufnahme von Einbauweichen nicht geeignet sind. Die Zusammenschaltdämpfung ist bei beiden Typen 4 dB, die Sperrdämpfung für UHF 15 dB. Über die „ER 309" kann auch das VHF-Signal einer bereits zusammengeschalteten UHF-VHF-Anlage geführt werden. Die Zusammenschaltdämpfung beträgt in diesem Fall 2,5 dB.

Lautsprecher-Umschalter für Hi-Fi-Vorführungen

Grundig hat für den Fachhandel einen praktischen Lautsprecher-Umschalter zum Vorführen von Hi-Fi-Anlagen herausgebracht. Dieser Schalter erlaubt es, fünf verschiedene Lautsprecherpaare und zwei Verstärker durch Tastendruck einzuschalten, um dem Kunden vergleichende Hörproben zu ermöglichen.

Die BBC und Farbfernsehen

Die British Broadcasting Corporation untersucht alle bekannten Farbfernsehsysteme sehr intensiv auf Eigenschaften und Leistungsfähigkeit, so auch das für 625 Zeilen adaptierte NTSC, SECAM und PAL. Diese Untersuchungen erstrecken sich nunmehr auch – so eingehend die zur Verfügung stehenden Informationen und der mögliche Personaleinsatz es zulassen – auf das unter dem Kurzzeichen NIR bekannte System, das anscheinend aus der Sowjetunion kommt. Man weiß genug über die Grundlagen des Systems, um Bewertungsversuche einzuleiten, deren erste Resultate Ende Januar vorliegen sollten. Aus BBC-Kreisen hört man, daß die Vorschläge sich sehr stark an die im April 1963 von B. W. B. Pethers, einem BBC-Ingenieur, gemachten anlehnen, anscheinend sogar mit ihnen übereinstimmen. Die Versuche waren aufgegeben worden, da man damals die Vorteile im Vergleich mit anderen Systemen nicht sehr hoch bewertete.

(Es ist zu vermuten, daß es sich um eine Variante von SECAM handelt. In Frankreich scheint man aber an diesem Verfahren wenig interessiert zu sein.)

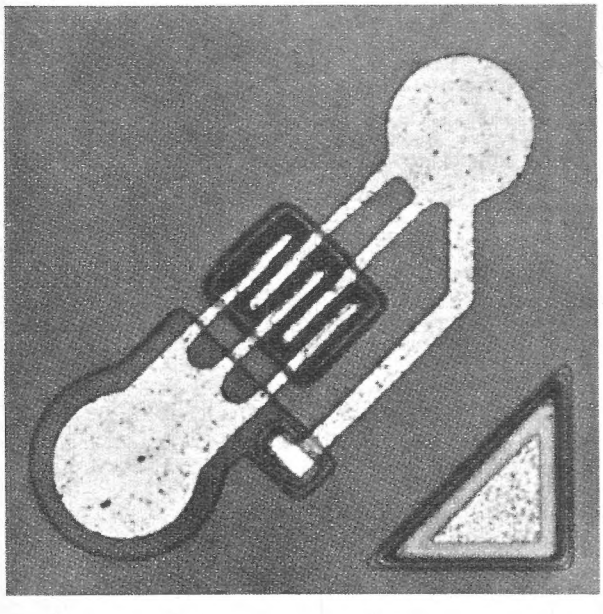
Datenübertragung auf Fernmeldeleitungen

Zur Datenfernverarbeitung hat die Bundespost verschiedene Datenübertragungsmöglichkeiten vorgesehen (s. FUNK-TECHNIK Nr. 1/1966, S. 23). Für diesen Dienst der Post wurde offiziell die Bezeichnung „Dateldienst" (nicht Datendienst) gewählt. Das als Ergänzung des Telexnetzes für Übertragungsgeschwindigkeiten bis 200 bit/s vorgesehene zusätzliche Netz erhält (an Stelle der zunächst vorgeschlagenen) die Bezeichnung „Datexnetz".

VALVO BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK VALVO GMBH HAMBURG

Q 0166/693

BF 167 BF 173 Neue Silizium-Planar-Transistoren in IS-Technik für Fernseh-ZF-Verstärker



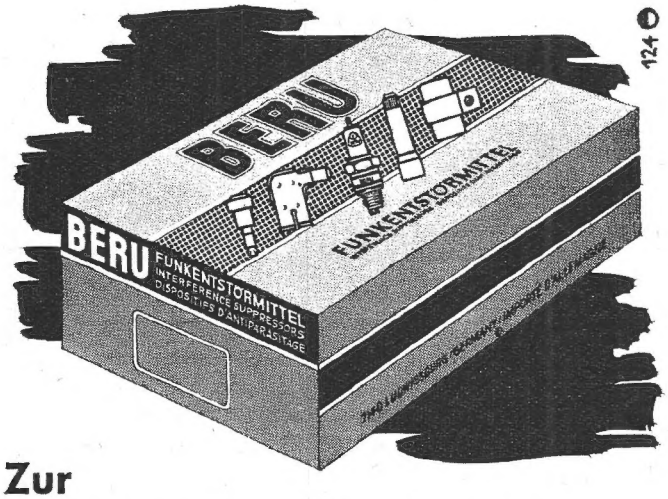
Das System des Silizium-Planar-Transistors BF 167

Mit Hilfe der IS-Technik (IS = integrated screening) läßt sich die Rückwirkungskapazität von Silizium-Planar-Transistoren auf wesentlich niedrigere Werte reduzieren als sie bisher erreichbar waren. Hierbei wird zwischen Basisanschluß und Kollektor eine abschirmende Diffusionsschicht eingebracht.

Der Transistor BF 167 ist besonders für aufwärtsgeregelte Fernseh-ZF-Stufen geeignet. Seine Rückwirkungskapazität beträgt 150 mpF, die Vorwärtssteilheit 95 mS.

Beim Valvo-Transistor BF 173 wurde das Verfahren der Epitaxie angewendet. Epitaktische Transistoren haben niedrige Kollektor-Sättigungsspannungen (Restspannungen), wodurch hohe Ausgangsspannungen in der letzten ZF-Stufe des Bild-ZF-Verstärkers erreicht werden können. Die Rückwirkungskapazität dieses Typs beträgt 230 mpF, die Vorwärtssteilheit 135 mS. Die maximal zulässige Verlustleistung von 200 mW erlaubt uneingeschränkten Betrieb in der letzten ZF-Stufe.

Mit einem Valvo-Transistor BF 167 und zwei Valvo-Transistoren BF 173 kann man einen dreistufigen Fernseh-ZF-Verstärker ohne Neutralisation aufbauen, dessen Verstärkung etwa 90 dB beträgt.



124

Zur Funkentstörung im Kraftfahrzeug

verwendet der auf rationelle Arbeit bedachte Handwerker die bewährten BERU-Entstörmittelsätze. Sorgfältig von Motoren- und Radiofachleuten zusammengestellt findet er griffbereit für jeden Fahrzeugtyp alle Entstörmittel, die er für ein bestimmtes Fahrzeug braucht. Das ist bequem und schützt vor Bestellfehlern. Nützen Sie diesen Vorteil. Verwenden Sie zur Kraftfahrzeug-Entstörung

BERU-FUNKENTSTÖRSÄTZE

Verlangen Sie die Sonderschrift 433 ES.

BERU VERKAUFS-GMBH/7140 LUDWIGSBURG

FT meldet.. FT meldet.. FT meldet.. FT

ARD und Filmtheater in der Diskussion

Im Dezember 1965 fand in Frankfurt a. M. ein Gespräch zwischen Vertretern des Hauptverbandes Deutscher Filmtheater und der ARD statt, in dem unter anderem vereinbart wurde, daß über den Einsatz von Spielfilmen im Fernsehprogramm ein ständiger Kontakt zwischen dem Filmtheaterverband und der ARD gehalten werden solle, um zu versuchen, Härten für die Filmtheater zu vermeiden.

Kathrein-Auslieferungslager in Kassel

Um eine schnellere Belieferung der Kunden im Raum Kassel zu erreichen, hat Kathrein jetzt ein Auslieferungslager in Kassel errichtet. Das Auslieferungslager hat die Firma Hans-Wolf Kluska, Tischbeinstraße 81, übernommen; die Kundenbetreuung führt weiterhin das Büro Frankfurt durch.

25 Jahre Weide & Co.

Am 1. Januar 1966 beging die Elektro-, Rundfunk- und Fernseh-Großhandlung Weide & Co., Hamburg, ihr 25jähriges Geschäftsjubiläum. Die Firma, die sich aus kleinsten Anfängen zu einem bedeutenden mittelständischen Großhandelsunternehmen entwickelte, hat bereits seit 1948 die Grundig-Werksvertretung für den gesamten norddeutschen Raum. Seit dem Tod des Firmengründers, Carl Petersen Mahrt, leitet sein Sohn, Klaus Petersen Mahrt, das Unternehmen.

Grundig trat dem dhfi bei

Am 1. Januar 1966 traten die Grundig Werke, die sich in kurzer Zeit eine bedeutende Position auf dem Hi-Fi-Markt geschaffen haben, dem Deutschen High-Fidelity-Institut (dhfi) bei. Grundig wird sich aktiv an der Förderungsarbeit des Instituts beteiligen.

Blaupunkt-Tip Winter 1965/1966

Der neue Blaupunkt-Tip für das Winterhalbjahr 1965/66 enthält auf 20 Seiten (DIN A 6) in übersichtlicher Form eine Zusammenstellung der Sendungen für Autofahrer sowie die genauen Sendezeiten und Frequenzen der einzelnen Rundfunkstationen.

Bestimmungen über das Errichten und Betreiben von Sprechfunkanlagen des beweglichen Betriebsfunks

Im Amtsblatt des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen, Nummer 138, vom 9. Dezember 1965, wurden der Teil IV zum Anhang 5 der „Bestimmungen über das Errichten und Betreiben von Sprechfunkanlagen des beweglichen Betriebsfunks" sowie als Anhang 6 die „Vorläufige Regelung für das Errichten und Betreiben von Empfangsfunkanlagen des beweglichen Betriebsfunks" veröffentlicht.

Elektronische Resultatermittlung bei der Vier-Schanzen-Tournee

Zum erstenmal wurden bei der Deutsch-Österreichischen Vier-Schanzen-Tournee 1965/66 vom 30. Dezember 1965 bis 6. Januar 1966 die Resultate mit Hilfe moderner Computer ermittelt. An jedem Wettkampfort waren Datenfernverarbeitungssysteme „IBM 1050" installiert, die über Telefonleitungen direkt mit einem Computer im Böblinger Rechenzentrum der IBM verbunden waren. Alle für die Ergebnisberechnung erforderlichen Angaben – Startnummer, Nummer des Durchgangs, Sprungweite, Noten der Punktrichter – wurden in die „IBM 1050"-Systeme eingegeben, die bereits wenige Sekunden später den Rang und die Gesamtpunktzahl des Springers ausdruckten.

Professor W. Arndt 70 Jahre

Professor Dr.-Ing. Wilhelm Arndt wurde am 21. Januar 1966 70 Jahre. Von 1922 bis 1935 wirkte er als wissenschaftlicher Assistent und Privatdozent am Beleuchtungstechnischen Institut der TH Berlin-Charlottenburg, dessen Leitung er 1935 übernahm und bis 1945 innehatte. Anschließend siedelte er nach Hamburg über. Als technisch-wissenschaftlicher Berater der Deutschen Philips GmbH baute er dort die Lichttechnische Abteilung auf. 1955 richtete er im Rahmen des Philips-Zentrallaboratoriums ein lichttechnisches Labor ein, das er bis zu seiner Pensionierung im Jahre 1961 leitete. Die Ergebnisse seiner Arbeiten haben die Technik der Lichtanwendung wesentlich beeinflußt.

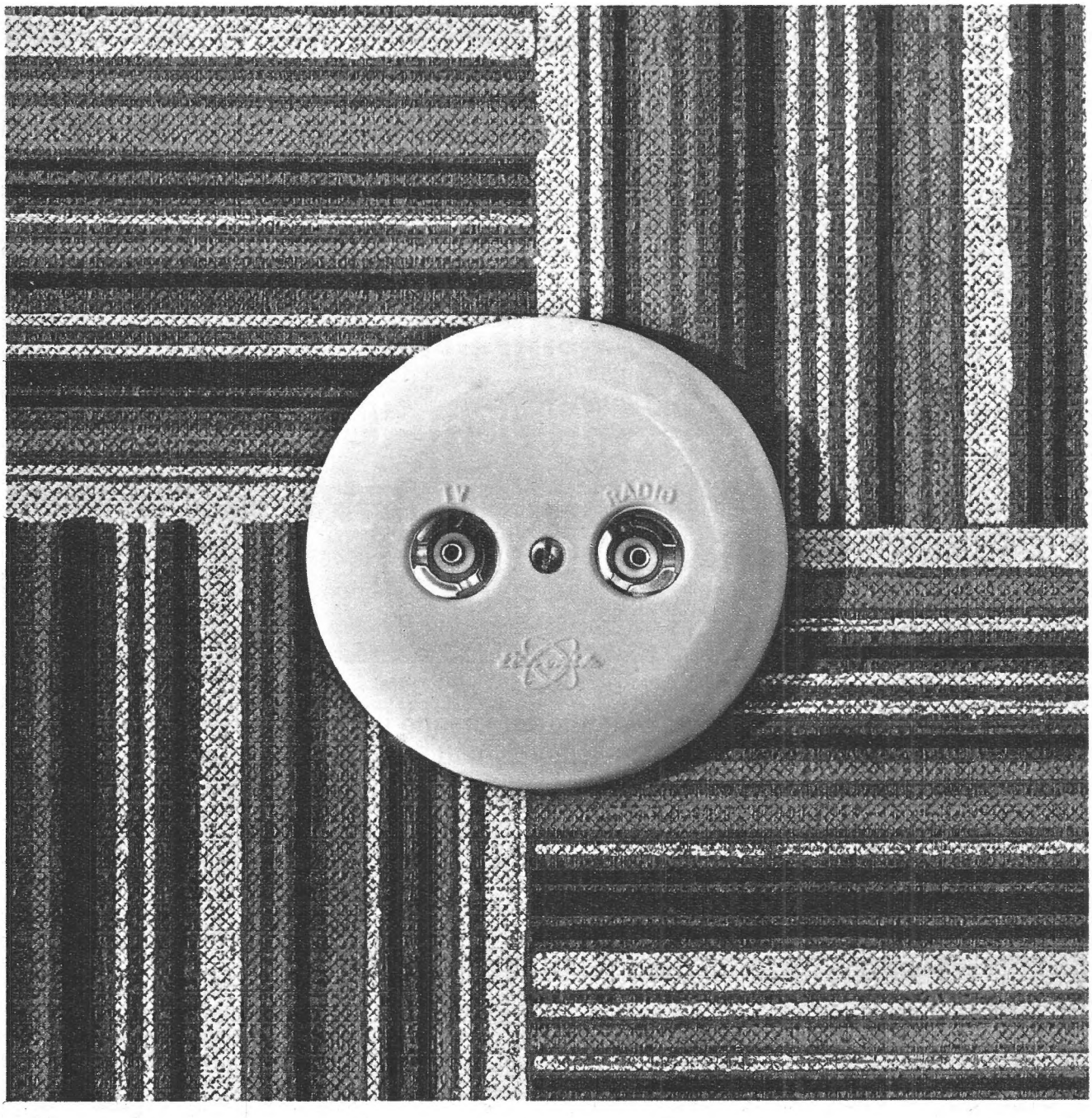
Seine Unterstützung galt stets den lichttechnischen nationalen und internationalen Organisationen und Gremien. 1949 übernahm er außerdem die Redaktion des technisch-wissenschaftlichen Teils der Zeitschrift Lichttechnik, eine Tätigkeit, die er noch heute ausübt.

R. Huber 60 Jahre

Am 27. Januar 1966 feierte Dr. Richard Huber, Geschäftsführer der Varta Pertrix-Union GmbH, Ellwangen/Jagst, seinen 60. Geburtstag. Der gebürtige Wiener studierte Chemie an der Universität Wien. Nach seiner Promotion wurde er Leiter der Abteilung für Trockenbatterien eines Wiener Unternehmens und übernahm 1952 die Betriebsleitung der Trockenbatteriefabrik Herberhold in Utrecht. Im Jahre 1955 trat er als Leiter der Entwicklungsabteilung zur Varta Pertrix-Union GmbH über. Dort wurde er 1956 Prokurist, 1957 Betriebsdirektor und 1962 zum Geschäftsführer berufen.

A. Brunner 25 Jahre bei Philips und Valvo

Am 4. Januar 1966 beging Arnold Brunner, Administrator und Prokurist der Hauptniederlassung der Valvo GmbH, sein 25jähriges Dienstjubiläum. Nachdem er zunächst Mitarbeiter eines Steuerberaters und in der Buchhaltung verschiedener Unternehmen der Elektroindustrie tätig war, trat er 1941 in die Revisionsabteilung der Allgemeinen Deutschen Philips Industrie GmbH ein. Nach dem Kriege und der Währungsreform war Brunner mit verschiedenen Aufgaben betraut, bis er 1951 zum Prokuristen ernannt und auf seinen heutigen Posten berufen wurde.



Das ist es, was Ihr Kunde sieht

Die Anschlußdose. Darüber hinaus interessiert ihn nur zweierlei: die Qualität des Fernsehbildes und die Endsumme auf Ihrer Rechnung. Das Bild soll tadellos, die Rechnung vernünftig sein. Daß Sie TGA* verwenden, wenn es sich um kleine oder mittlere GA-Anlagen handelt, sagt Ihrem Kunden wenig. Er sieht nur: Der Empfang ist auf allen Kanälen ausgezeichnet. Und die Rechnung bleibt im Rahmen.

* TGA, der transistorisierte Verstärkerbausatz für kleine und mittlere Gemeinschaftsantennen-Anlagen, spart Zeit und Kosten bei der Installation. Ihr ELTRONIK-Verkaufsbüro oder seine Außenstellen informieren Sie gern ausführlich über weitere Vorteile, die TGA Ihnen und Ihrem Kunden bietet.

ROBERT BOSCH ELEKTRONIK UND PHOTOKINO GMBH

SIEMENS

BCY 58 BCY 59

Silizium-Planar-Transistoren mit Epitaxie

liefern wir für rauscharme und hochverstärkende NF-Vor- und Treiberstufen sowie für mittelschnelle Schaltanwendungen

		BCY 58	BCY 59	
Technische Daten	U_{CEO}	32	45	V
	I_C	200	200	mA
	T_j	200	200	°C
	$U_{CE\,sat}$ (I_C = 10 mA; B = 20)	≦ 250	≦ 250	mV
	f_T (I_C = 10 mA; U_{CE} = 5 V)	≧ 150	≧ 150	MHz
	B_0 (I_C = 2 mA; U_{CE} = 5 V, f = 1 kHz)	125 bis 700		
	mit Untergruppen:			
	VII	125 bis 250		
	VIII	175 bis 350		
	IX	250 bis 500		
	X	350 bis 700		
	Gehäuse TO 18 (DIN Bez. 18A3)			

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE · MÜNCHEN

263-012a

21. JAHRGANG · 1966 Nr. 3

RUNDFUNK
FERNSEHEN
PHONO
MAGNETTON
HI-FI-TECHNIK
AMATEURFUNK
MESSTECHNIK
ELEKTRONIK

FUNK-TECHNIK

Chefredakteur: WILHELM ROTH
Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Tonbandgeräte – wirtschaftlich betrachtet

Bereits 1888, elf Jahre nach der Konstruktion des Edisonschen Phonographen, äußerte Oberlin Smith in einem Artikel „Some possible forms of Phonograph" die Anregung, zur Verbesserung der Schallaufzeichnungen mit der Edisonschen Tiefenschrift ein Verfahren zu entwickeln, akustische Informationen mit Hilfe magnetischer Vorgänge festzuhalten. Damit war der Grundstein zur heutigen Magnettontechnik gelegt. Immerhin bedurfte es noch einiger Jahrzehnte intensivster Forschungs- und Entwicklungstätigkeit im In- und Ausland, bis im Jahre 1934 auf der damaligen Funkausstellung in Berlin das erste Tonbandgerät der Öffentlichkeit vorgeführt werden konnte.

Einer anfangs relativ langsam anlaufenden Entwicklung in Deutschland folgte dann Anfang der fünfziger Jahre ein um so stürmischer Aufschwung, der sich bis zum heutigen Tage fortgesetzt hat. Mit einer Stückzahl von rund 14000 magnetischen Aufzeichnungsgeräten begann die Produktion in der Bundesrepublik Deutschland einschließlich West-Berlin im Jahre 1950 zwar bescheiden, doch sehr vielversprechend, zumal die Produktion in den beiden darauffolgenden Jahren jeweils verdoppelt beziehungsweise verdreifacht werden konnte. Parallel zur Fertigung von Rundfunkgeräten gingen bekannte Herstellerfirmen dazu über, ihr Erzeugnisprogramm auch auf das Gebiet der Magnettontechnik auszudehnen. 1955 erreichte die Produktion von magnetischen Tonaufnahme- und -wiedergabegeräten bereits die 200000-Stück-Grenze. Erstmalig schlug auch hier schon der Export zu Buch, der rund ein Drittel der Gesamtfertigung ausmachte. Von Jahr zu Jahr wurde die Technik verfeinert, bessere Konstruktionen kamen auf den Markt, die Geräte wurden kleiner und handlicher. Neue Fabriken entstanden mit groß angelegten Montagebändern. Mit allen Kräften wurde der Absatz im In- und Ausland intensiviert. Erstmalig konnte 1958 die 400000-Stück-Grenze in der Produktion erreicht werden; ein Jahr später verließen bereits über 500000 Tonbandgeräte die Fließbänder. Trotz amerikanischer und japanischer Konkurrenz zeigten sich die Exportmärkte für Geräte deutschen Ursprungs sehr aufnahmefähig. So konnten 1958 über 220000 Tonbandgeräte der verschiedensten Kategorien und 1959 über 325000 Geräte nach Europa und Übersee exportiert werden.

Damit begann die Tonbandgeräte-Produktion zu einem dominierenden Wirtschaftsfaktor innerhalb der gesamten Phonotechnik zu werden. Während die Phonotechnik im Jahre 1950 einen prozentualen Anteil von 1,2% am Produktionsvolumen der gesamten Elektroindustrie hatte, ist er in den letzten fünf Jahren konstant bei 3% geblieben. Im Rahmen der recht umfangreichen Konsumgüterproduktion elektrotechnischer Erzeugnisse nimmt die Phonotechnik allerdings einen Anteil von über 10% für sich in Anspruch.

Ein Blick in die amtliche Statistik läßt erkennen, daß es gerade der Tonbandgerätesektor ist, der diese Ergebnisse positiv beeinflußt. Obwohl die übrigen Bereiche der Phonotechnik (Plattenspieler und Plattenwechsler, Mikrofone, Verstärker, Lautsprecher sowie Diktiergeräte und das gesamte Zubehör, wie zum Beispiel Mischpulte, Kopfhörer, Echomixer und dergleichen) ebenfalls steigende Produktionsziffern in den letzten Jahren aufweisen, steht doch das Tonbandgerät sowohl stückzahlmäßig als auch wertmäßig an der Spitze. Die übrigen Gerätegruppen folgen mit zum Teil weitem Abstand.

Bei einem Produktionswert von 687 Mill. DM der gesamten Phonotechnik im Jahre 1960 entfielen allein 167 Mill. DM auf den Tonbandgerätesektor, und für die darauffolgenden Jahre ergaben sich die nachstehenden Produktionswerte (Tonbandgerätesektor jeweils in Klammern). 1961: 669 Mill. DM (150 Mill. DM); 1962: 656 Mill. DM (190 Mill. DM); 1963: 702 Mill. DM (207 Mill. DM); 1964: 775 Mill. DM (227 Mill. DM).

Trotz einer allgemeinen Produktionsabschwächung in den Jahren 1961/1962 hat sich der spezielle Tonbandgerätesektor behaupten können. (Auf Grund der Zwischenberichte für die ersten drei Quartale des Jahres 1965 kann gesagt werden, daß der Gesamtproduktionswert der Phonotechnik im vergangenen Jahr erneut um 8 bis 10% erhöht werden konnte. Entsprechend wird auch der Tonbandgerätebereich einen weiteren Aufwärtstrend zu verzeichnen haben.)

Über die Anzahl der in den deutschen Haushaltungen tatsächlich in Gebrauch befindlichen Tonbandgeräte lassen sich nur Mutmaßungen anstellen, da es hierüber keine Statistiken gibt. Unter Berücksichtigung des von Jahr zu Jahr gestiegenen Exports kann geschätzt werden, daß sich etwa 2 Mill. Tonbandgeräte in den Haushaltungen befinden, das heißt, daß erst jeder zehnte Haushalt über ein solches Gerät verfügt. Die Durchschnittsrechnung trifft allerdings insoweit nicht ganz zu, als es nämlich viele Tausende von Tonbandamateuren gibt, die für ihr spezielles Hobby mehrere Maschinen verwenden. Ferner ist zu berücksichtigen, daß auf Grund des großen „Aktionsradius" eines modernen Tonbandgerätes der Einsatz dieser Geräte auch in Industrie- und Handelsunternehmungen, in der Anwalts-, Steuer- und Arztpraxis ebenso vielseitig erfolgt wie in Forschungsinstituten, Krankenhäusern, Blindenanstalten und Sprachschulen. In Industriebetrieben dient das Tonbandgerät für Arbeitsanweisungen wie für die Steuerung bestimmter Arbeitsabläufe. Gekoppelt mit einem Tonbandgerät ist der telefonische Anrufbeantworter heutzutage zu einer unentbehrlichen Hilfe für den modernen Bürobetrieb geworden. Die Anwendungsmöglichkeiten eines Tonbandgerätes sind damit keineswegs erschöpft; es sollte hier nur darauf hingewiesen werden, daß das Tonbandgerät trotz laufend gestiegener Produktionsziffern noch keineswegs in dem Umfange Eingang in den Haushaltungen gefunden haben dürfte, wie es auf den ersten Blick den Anschein erweckt. Ein prozentualer Anteil von vielleicht 5...6% wird sicherlich den Gegebenheiten noch am ehesten Rechnung tragen.

Die Vielzahl der zur Zeit von der Industrie angebotenen Gerätetypen mag auf den ersten Blick zwar verwirrend sein, dennoch zeichnen sich gewisse Tendenzen ab, die vom Konsumenten letztlich mitbeeinflußt werden. Nachdem ursprünglich für den Heimgebrauch nur Halbspurgeräte produziert wurden, gelangten Ende der fünfziger Jahre auch Viertelspurgeräte auf den Markt. Waren es anfangs Geräte mit nur einer Geschwindigkeit, so weisen moderne Tonbandgeräte bis zu vier Geschwindigkeiten auf. Die Situation läßt sich wie folgt analysieren:

Bewegte sich noch 1963 die Produktion von Tonbandgeräten mit einer und mit mehreren Geschwindigkeiten etwa auf der gleichen Höhe wie im Jahr zuvor, konnte 1964 die Produktion von Geräten mit einer Geschwindigkeit um rund 10% gesteigert werden, während bei den Geräten mit mehreren Geschwindigkeiten ein Rückgang von rund 10% eintrat. Obwohl die endgültigen Resultate für 1965 noch nicht vorliegen, kann dennoch gesagt werden, daß diese rückläufige Tendenz inzwischen aufgefangen werden konnte und Tonbandgeräte mit mehreren Geschwindigkeiten wieder stärker auf den Markt drängen. Im vergangenen Jahr dominierte allerdings immer noch das Tonbandgerät mit einer Geschwindigkeit.

In beiden Gerätekategorien herrschte von 1961 bis 1964 das Viertelspurgerät vor. Für das vergangene Jahr trifft dies allerdings nur noch für die Gerätegruppe mit mehreren Geschwindigkeiten zu, während bei den Geräten mit einer Geschwindigkeit der Halbspurtyp den größeren Produktionsanteil hatte.

In diesem Zusammenhang muß abschließend darauf hingewiesen werden, daß das netzunabhängige Gerät in den letzten Jahren in erheblichem Maße an Bedeutung gewonnen hat, was seinen entsprechenden Niederschlag auch in den Zahlen der Gesamtproduktion fand.

Unter Berücksichtigung der derzeitigen Marktsituation kann der Tonbandgerätesektor auch in Zukunft mit einer günstigen Entwicklung rechnen.

— e

E. FENDLER

Zuverlässigkeit und Lebensdauer von Fernsehempfängern

DK 621.397.62

Die Reparaturanfälligkeit von Fernsehempfängern unterliegt Gesetzmäßigkeiten. Besonders in der ersten Betriebszeit kommen häufig Ausfälle vor, während ältere Geräte oft sehr lange ohne jegliche Beanstandungen laufen. Auf Grund einer Anzahl von Beobachtungen wird nachstehend der Versuch gemacht, eine statistische Ausfallcharakteristik für den Zeitraum von 10 Jahren aufzustellen.

Das Beobachtungsmaterial lieferten acht Fernsehempfänger von *Schaub* aus den Baujahren 1953 bis 1956, die unter Kontrolle des Verfassers standen. Es wurde ergänzt durch eine Werktestreihe von *Schaub-Lorenz* für 1000 Stunden Betriebszeit. Weitere umfangreiche Auswertungsergebnisse von Prüfungen bis zu 100 Stunden nach dem Auspacken oder bereits nach der Fertigmontage wurden zur genaueren Bestimmung des anfänglichen Verlaufs der Charakteristik mit herangezogen.

Allgemeines

Ein elektronisches Gerät, wie es der Fernsehempfänger darstellt, wird aus einem Kollektiv vieler Bauelemente verschiedener Eigenschaften gebildet. Teile wie Röhren, Schalter und bewegliche mechanische Einrichtungen unterliegen einem Verschleiß. Andere Teile wie Widerstände, Kondensatoren und Transformatoren können fast unbegrenzt haltbar sein. Trotz größter Sorgfalt bei der Herstellung und Auswahl der Teile sind Ausfälle durch statistisch verteilte Fehler oder durch Fehler mit Zufallscharakter möglich. Beim Zusammenschalten in der Fertigung können sich ferner in der Lötung oder Verbindung versteckte Mängel bilden, die vielleicht erst sehr viel später wirksam werden. Ebenso sind Ausfälle durch Überbeanspruchungen möglich, die durch Fehler anderer Bauelemente bedingt sind.

Allgemein lassen sich Ausfälle etwa wie folgt aufgliedern:

1.1. vorbetrieblich (Prüfung, Lagerung, Transport),
1.2. während des Betriebs (auch Pausenausfälle),
2.1. primär,
2.2. Überbeanspruchung (Spannung, Temperatur usw.),
3.1. Frühausfälle,
3.2. Abnutzung,
4.1. Totalausfälle,
4.2. Veränderungen.

Für die nachstehenden Untersuchungen wurden nur Total-(Funktions-)ausfälle beim primären Betrieb ausgewertet. Da die Geräte beim Auftreten eines Fehlers dieser Art umgehend repariert werden und deshalb weiter in Betrieb bleiben, sind Schwachstellen sehr bald ausgemerzt. Die Ausfallrate beruhigt sich; es entsteht eine weniger gestörte „normale Betriebszeit" mit etwa konstanter Ausfallrate, die erst beim Erreichen der Verschleißzeitzone wieder ansteigen müßte. Die Ausfallursachen sind nicht einheitlich, so daß sie für chemische oder physikalische Eigenschaften der Bauelemente nicht unbedingt charakteristisch sein müssen.

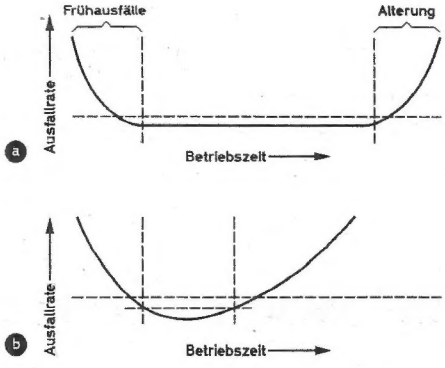


Bild 1. Prinzipielle Charakteristiken für die Lebensdauer von Geräten; a) Verteilung bei elektronischen Baugruppen, b) angenäherte Gaußsche Verteilung bei mechanisch bewegten Bauteilen

Die Ausfallcharakteristik eines Kollektivs von Bauelementen für eine reine elektronische Funktion verteilt sich nach einer Form, wie im Bild 1a dargestellt, während sich die Lebensdauer der beweglichen mechanischen Teile (ähnlich wie bei Maschinen) der Gaußschen Normalverteilung nähert [1]. Weitere im vorliegenden Fall nicht typische Verteilungen können beispielsweise durch die in der Statistik auch übliche Gamma- und Beta-Charakteristik gebildet werden.

K. Stange [2] hat ein Netz für mittlere Lebensdauer im Kollektiv berechnet, in dem Lebensdauerkurven zu Geraden gestreckt werden.

Ergebnisse

Die Beobachtungen wurden im Bild 2 in ein Netz nach Stange eingetragen. Man erkennt, daß nach 10 Betriebsstunden ein Bestand von 70 ... 93 % geblieben ist, das

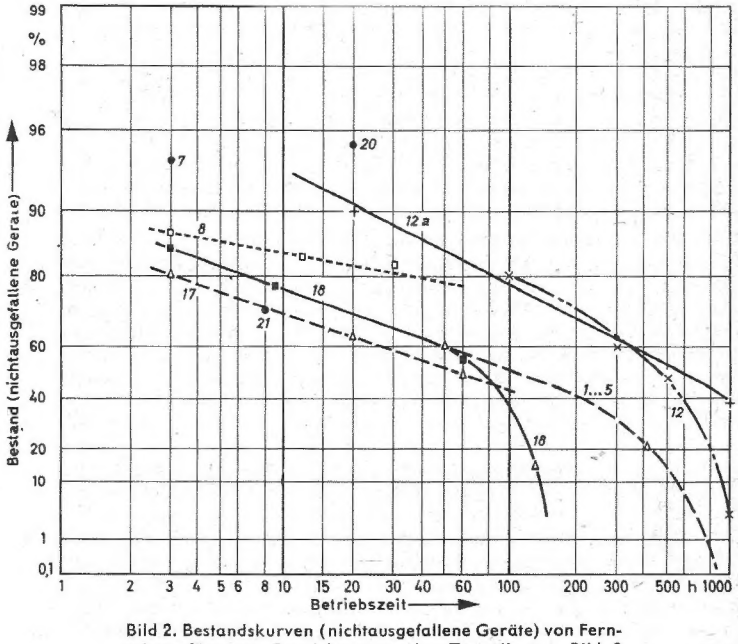


Bild 2. Bestandskurven (nichtausgefallene Geräte) von Fernsehempfängern; Bezeichnungen der Testreihen s. Bild 3

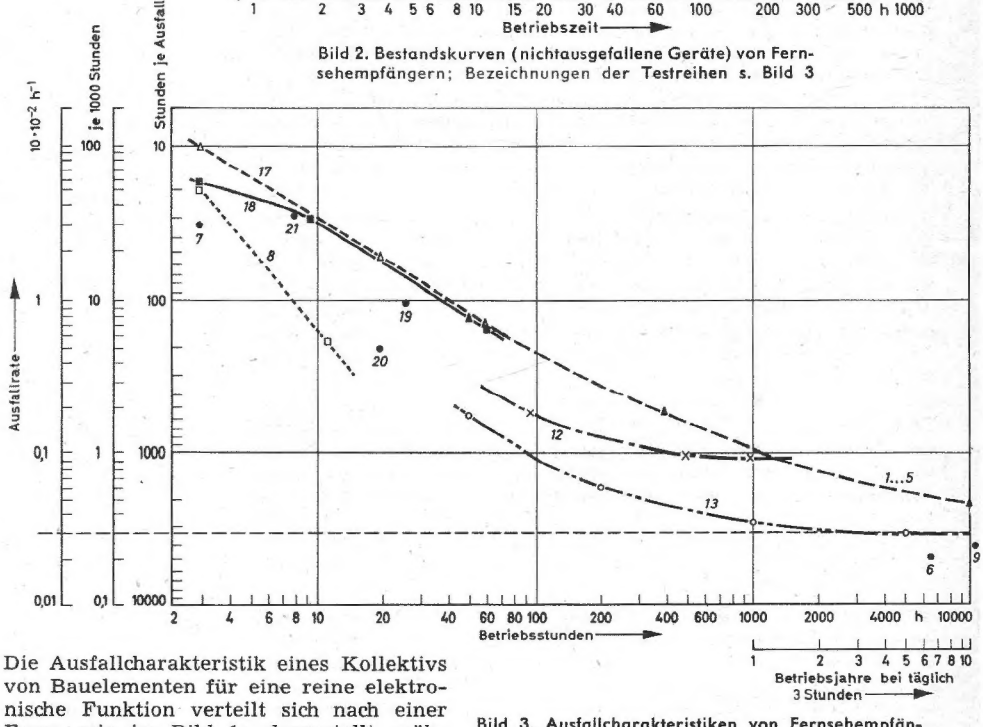


Bild 3. Ausfallcharakteristiken von Fernsehempfängern; 8 Geräte (Nr. *1...5, 6, 9, 13*) über 10000 Stunden Betriebszeit, 50 Geräte (Testreihe *12*) über 1000 Stunden Betriebszeit, 632 Geräte (übrige Nr.) Testreihen mit unter 120 Stunden Betriebszeit

Art des Fehlers		Betriebszeit bis 1000 h		Betriebszeit über 1000 h
Röhren	Bildröhren	5,5%	64,5%	47%
	Impuls-Leistungsröhren	25,0%		
	sonstige Röhren	34,0%		
Bauteile	Zeilen- und Bildübertrager	6,0%	17,5%	30%
	Kondensatoren, Widerstände	6,0%		
	Regler	1,5%		
	Schalter	4,0%		
Montagefehler	Wackelkontakte	12,0%	18,0%	23%
	schlechte Lötstellen	6,0%		
		100,0%		

Tab. I. Ursache von Fernseh-Empfänger-Ausfällen in Prozent der Gesamtausfälle

heißt, 7 ... 30 % der Geräte wurden reparaturbedürftig. Die Ausfallquote wird anschließend je Zeiteinheit schnell kleiner.

Die Betriebszeit rechnet man von dem erstmaligen Einschalten des montierten Gerätes an. Während des Abgleichens und Einstellens vergehen maximal eine Stunde einschließlich Reparaturen und Kurzprüfungen. Daran soll sich eine Dauerprüfung anschließen, deren Zeitdauer in der Industrie zum Teil noch unterschiedlich ist. Nach etwa 1000 Stunden ist jedes Gerät der Testreihen einmal ausgefallen, die Ausfallrate[1]) ist also Eins.

Da sich das zur Verfügung stehende Beobachtungsmaterial zum Teil bis auf 10 Jahre zurück erstreckte, wurde im Bild 3 eine andere Darstellung gewählt. Man erkennt jetzt sehr gut die Beruhigung bei Betriebszeiten von 1000 bis 10 000 Stunden. Im Durchschnitt arbeitet demnach ein Gerät nach der ersten Reparatur mehrere 1000 Stunden (reine Betriebszeit, also Ausschaltzeit nicht mitgerechnet) störungsfrei.

Bei täglich drei Stunden Fernsehempfang ergeben sich je Jahr etwa 1000 Betriebsstunden. Aus Bild 3 ist zu entnehmen, daß im Mittel je Gerät innerhalb von 10 Jahren etwa eine Ausfallrate (in Prozent) von $0{,}03 \cdot 10^{-2}\ h^{-1}$ vorhanden ist. Ein Ausfall (reziproker Wert der Ausfallrate) tritt also nach jeweils $\frac{1}{0{,}03} \cdot 10^2\ h = 3300$ Stunden ein. Eine entsprechende reziproke Skala ist im Bild 3 mit eingetragen.

Die im Bild 1a angedeutete Schlußperiode mit der natürlichen Alterung ist im erfaßten Zeitraum aus Bild 3 noch nicht zu erkennen. Es sind zwar vereinzelte Gerätetypen einiger Firmen bekannt, die nach fünf oder mehr Jahren mit üblicher Betriebszeit in größerem Umfange infolge Alterung gewisser Bauelemente ausfielen, sie stellen aber nicht die Regel dar. Für Bauelemente werden heute Zuverlässigkeitsangaben [3] gemacht. Die Erfahrung zeigt jedoch, daß diese spezifischen Prüfergebnisse nicht immer mit den Ausfallstatistiken von Geräten übereinstimmen.

Analyse der Ausfälle

Die Ausfälle der getesteten Geräte erfolgten in den weitaus meisten Fällen spontan. Die Ursachen verteilen sich auf Röhren-, Bauteile- und Montagefehler, wie in Tab. I angegeben. Der Aufteilung nach Tab. I lagen 513 erfaßte Geräte zugrunde. Etwa die Hälfte aller Ausfälle entstand durch Röhrenfehler. Eine ähnliche Fehlerverteilung zeigte auch die Auswertung von Prüfergebnissen eines Werkes in den USA.

*

Technologische Fortschritte im Gerätebau, zunehmende Verwendung von Transistoren und integrierten Schaltungen sowie weitere Verbesserungen der Bauelemente werden in Zukunft Zuverlässigkeit und Lebensdauer weiter – wenn auch langsam – erhöhen.

[1]) Die Ausfallrate ist der Grenzwert der Ausfallquote für das gegen Null strebende Zeitintervall; sie wird zweckmäßigerweise entweder in „Geräte je tausend Stunden Betriebszeit" oder in „Prozent je Stunde Betriebszeit ($10^{-2}\ h^{-1}$)" angegeben.

Schrifttum

[1] Theile, U.: Über die Zuverlässigkeit beim Zusammenwirken von Mensch und Maschine. Feinwerktechn. Bd. 68 (1964) Nr. 2, S. 52–58

[2] Stange, K.: Zur Ermittlung der Abgangslinie für wirtschaftliche und technische Gesamtheiten. Mitt.-Bl. f. Math. Statist. (1955) Nr. 2, S. 113–151

[3] Ausarbeitung von Begriffsbestimmungen für die Zuverlässigkeit elektrischer Bauelemente. NTZ Bd. 15 (1962) Nr. 1, S. 38–41

Neue Fernsehempfänger der Saison 1966

Grundig

Mit der Auslieferung neuer weiterentwickelter Fernsehempfänger hat *Grundig* begonnen. Der Einknopf-Programmwähler „Monomat" wird nunmehr in allen *Grundig*-Fernsehempfängern verwendet. Auch der neue Fernseh-Portable erhält einen „Monomat" in speziell verkleinerter Form.

Die Geräte der Luxusklasse sowie die Stilmöbelausführungen sind wieder mit dem elektrischen Programmwähler „Monomat de Luxe" ausgestattet. Hier hat man für die Anzeige der wählbaren sechs Programme ein zusätzliches Sichtfenster über dem etwas größer gehaltenen „Monomat"-Knopf eingefügt. Die Programmwahl erfolgt nach einmaliger Einstellung durch leichten Fingerdruck auf kleine mit 1 bis 6 numerierte Drucktasten. Ein robuster Motor stellt dann mit Hilfe der „Monomat"-Abstimmechanik das gewünschte Programm ein. Eine siebente mit „F" bezeichnete Taste erlaubt es, auf Fern-Programmwahl umzuschalten und die sechs Programmstellungen dann auch vom zugehörigen Fernregler aus schrittweise anzuwählen.

Der für alle Modelle einheitliche teiltransistorisierte Schaltungsaufbau ist auch bei den neuen Fernsehempfängern beibehalten worden; schon im dritten Jahr läuft praktisch die gleiche Druckschaltungsplatine über die Montagebänder. Kennzeichnend für den hohen technischen Stand und die gute Empfindlichkeit der Empfänger sind die volltransistorisierten VHF- und UHF-Kanalwähler mit elektronischer Abstimmung im VHF-Bereich. Die gedruckten Spulen des teiltransistorisierten Bild-ZF-Verstärkers gewährleisten eine gleichmäßige Bildschärfe für alle Geräte aus der Großserie. Automatikschaltungen für Bild und Zeile ergeben zusammen mit dem Einknopf-Programmwähler „Monomat" ein Minimum an Bedienungsknöpfen. Alle Geräte sind mit kontrastreichen schutzscheibenlosen Bildröhren bestückt.

Das neue Fernsehgeräte-Programm gliedert sich wie folgt:

Fernseh-Portable

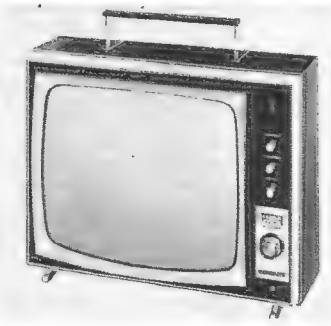
Der neue Portable „Fernsehboy P 1900 Luxus" mit 48-cm-M-Bildröhre hat eine Nußbaumzarge mit versenkbarem Tragegriff und ist daher auch gut als Heimgerät verwendbar. Die kleinere Ausführung des Einknopf-Programmwählers „Monomat" wurde gesondert für diesen tragbaren Empfänger entwickelt. Serienmäßig wird das Gerät mit zwei Antennen, der *Grundig*-UHF-Fensterantenne sowie dem VHF-Teleskop-Ansteckdipol, geliefert.

Record-Serie

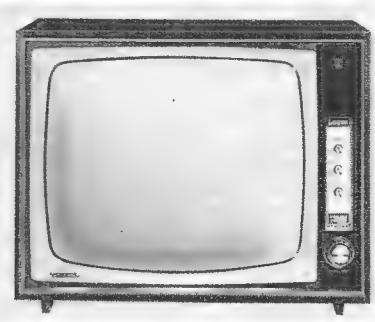
In der Record-Serie „6000" sind die Standardgeräte der unteren Preisklassen zusammengefaßt. Während das Tischgerät „T 6000" mit dem kleinen „Monomat" aus dem Portable ausgerüstet ist, findet man im Bedienungsteil der Modelle „T 6000 Luxus", „T 6500" und „S 6000" bereits das normale „Monomat"-Aggregat, wie es im Vorjahresangebot ausschließlich die Geräte der Europaklasse enthielten. Das Tischgerät „T 6500" ist mit 65-cm-Großbildröhre ausgestattet und enthält einen Frontlautsprecher. Das preisgünstige Standgerät „S 6000" hat Türen und eine großflächige Holzschallwand.

Luxusklasse

Zur Luxusklasse, deren Merkmal der elektrisch gesteuerte Programmwähler „Monomat de Luxe" ist, gehört das von



Tragbarer Fernsehempfänger „P 1900 Luxus" von *Grundig* ◀



„T 6000", ein Gerät aus der Record-Serie von *Grundig* ▶

der letzten Funkausstellung her bekannte Gerät „Eleganz 23", jetzt mit „Eleganz 23 a" bezeichnet. Mit dem Parallelmodell „Eleganz 25 a" steht diese neuartige Gehäuseform nun auch mit 65-cm-Bildschirm zur Wahl. Die neuen Stil-Fernsehstandgeräte „Lichtenstein b", „Amalienburg b", „Hohenstein b" und „Hohenburg b" bleiben zwar in der äußeren Form unverändert, erhalten jedoch ebenfalls die neue große Programmanzeige. Außerdem werden sie in Zukunft bereits ab Werk mit dem zugehörigen Fernregler „V" komplett geliefert, der unter anderem die Fernwahl für sechs Programmeinstellungen ermöglicht.

Oben: Fernsehempfänger „Eleganz 25 a" aus der Luxusklasse von *Grundig*; rechts: Bedienungsleiste mit dem „Monomat de Luxe"

Europaklasse

Von den Modellen der Europaklasse 1965 werden die „Monomat"-Geräte „T 610", „S 600" und „K 600" zunächst noch einige Monate unverändert weitergefertigt. Das trifft auch für die beiden vorjährigen Luxus-Geräte „T 668" und „S 668" zu.

Lumophon

Die *Tonfunk GmbH* ergänzte ihre „Lumophon"-Fernsehgeräteserie für 1966 durch drei neue Luxusmodelle mit weitgehend vereinfachter Bedienungsweise. Die Fernsehgeräte „FT 112", „FT 172" und „FS 172" sind mit einer Einknopf-Programmwahlautomatik ausgestattet, bei der man durch Knopfdrehung bis zu sechs beliebig vorwählbare Programme nacheinander einschalten kann. Der große markant aussehende Programmwahlknopf hat ein Nummernfenster für die Programmanzeige 1 bis 6. Darüber befindet sich eine kleine Skala zum Ablesen der eingestellten Fernsehkanäle. Da die wenigen Bedienungsorgane nur knapp die Hälfte der Gehäusehöhe einnehmen, bleibt genügend Platz für die frontale Tonabstrahlung durch einen 17 cm großen Lautsprecher.

„Lumophon FT 172" von *Tonfunk*

Der Tischempfänger „FT 112" ist mit einer 59-cm-P-Bildröhre ausgestattet, die von einer tiefgezogenen Nußbaum-Holzblende umrahmt wird. Das etwas größere Tischgerät „FT 172" erhält durch einen schwarzgrauen Kunststoffwulst an der vorgeschobenen 65-cm-Bildröhre seine besondere Note. Das Standgerät „FS 172" hat ebenfalls eine 65-cm-Bildröhre und ist durch abschließbare Falttüren vor unbefugter Benutzung gesichert.

Der Schaltungsaufbau dieser drei neuen „Lumophon"-Geräte ist mit neun Transistoren und zehn Röhren (einschl. Bildröhre) einheitlich ausgelegt. VHF- und UHF-Kanalwähler sind volltransistorisiert. Die Abstimmung im VHF-Bereich erfolgt vollelektronisch mittels Kapazitätsdioden. Einige weitere Einzelheiten: gedruckte Spulen im teiltransistorisierten Bild-ZF-Verstärker, Automatiken für Zeile und Bild, schutzscheibenlose Bildröhren, zusätzlich anschließbarer Fernregler für Helligkeit und Lautstärke.

Über die neuen „Lumophon"-Fernsehempfänger „FT 102", „FS 102" und „FT 162" wurde bereits im Heft 24/1965, S. 972–973, berichtet.

Telefunken

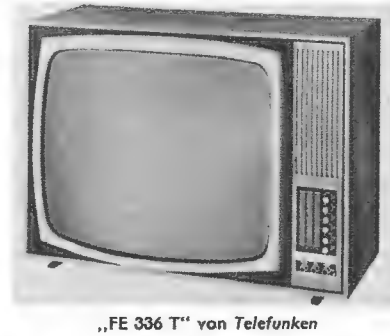
Die *Telefunken AG* stellte die ersten Empfänger des Fernsehgeräte-Programms 1966 vor. Das preisgünstige 59-cm-Modell „FE 216 T" erinnert in seiner Form wohl an die Serie „FE 2000", mit der *Telefunken* in den letzten drei Jahren sehr gute Umsatzerfolge erzielen konnte. Es handelt sich bei diesem Gerät aber um eine Neuentwicklung mit weitgehenden technischen Verbesserungen. Diese Tatsache wurde auch durch eine attraktiv gestaltete Bedienungsleiste mit fünf Stationsdrucktasten der Wählautomatik unterstrichen.

Das übersichtliche klappbare Einplatinenchassis ist zur Erleichterung der Service-Arbeiten auf der Schaltungsseite mit ausführlichen Schaltungssymbolen und Einstellhinweisen bedruckt. Einschließlich des bereits im Vorjahr bekanntgewordenen Allbereichtuners enthält das Gerät neun Röhren, elf Transistoren und elf Halbleiterdioden mit insgesamt 35 Funktionen. Bemerkenswerte Schaltungseinzelheiten: dreistufiger ZF-Verstärker (bei UHF vierstufig), videoseitige Kontrastregelung in Brückenschaltung, automatische Steilregelung, symmetrischer Phasendiskriminator, elektronische Einschaltbrumm- und Leuchtfleckunterdrückung, Bildbreiten- und Bildhöhenstabilisierung.

Als Zubehör können verschiedene Lautsprechertypen und der Kopfhörer „DT 96" sowie der drahtlose Kopfhörer „DT 96 V" geliefert werden. Außerdem läßt sich nachträglich eine Dioden-Anschlußplatte „FAD 3" einbauen. Stahlrohrgestelle sind lieferbar, mit denen dieses Tischgerät leicht zu einem Standgerät ergänzt werden kann.

Das zweite 59-cm-Modell der Bauserie 1966 ist ein Tischempfänger in betont moderner Form mit der Typenbezeichnung „FE 226 T". Die Bildröhre ist durch einen glatten, nach außen gewölbten Rahmen abgedeckt, der sich dem Bildschirm weitgehend anpaßt. Da hierdurch die Bildröhre ein wenig vorgezogen ist, war es möglich geworden, die Gehäusetiefe bis auf 30 cm zu reduzieren. Die Bedienungsleiste ist asymmetrisch angeordnet. Sie enthält eine Skala für drei Empfangsbereiche mit Betriebsanzeige und sechs Stationsdrucktasten der Programmwählautomatik sowie eine Netztaste und drei Regler für Lautstärke, Kontrast und Helligkeit. In den technischen Daten und im Zubehör entspricht der Empfänger dem „FE 216 T".

Für diejenigen Käufer, die einen besonders großen Bildschirm wünschen, bietet *Telefunken* in seinem neuen Lieferprogramm auch wieder ein 65-cm-Tischmodell an. Die Typenbezeichnung lautet „FE 336 T". Da die Bildröhre etwas vorgezogen ist, konnte das Gehäuse trotz der großen Bildröhre sehr flach (33 cm!) gehalten und gleichzeitig das Bildformat voll ausgenutzt werden. Hoher Komfort durch kompakte Anordnung aller Bedienungselemente, Programmwählautomatik mit sechs für jeden Bereich einstellbaren Tasten, beleuchtete Betriebsanzeige und Frontlautsprecher sind besondere Attribute dieses Empfängers. Die übrigen technischen Daten sind die gleichen wie bei den vorgenannten Geräten.



„FE 336 T" von *Telefunken*

1965 brachte zweithöchsten Teilnehmer-Zuwachs seit Fernseh-Beginn

Im Geschäftsbericht der *Allgemeinen Deutschen Philips Industrie GmbH* für das Jahr 1960 war als Anhang eine ausführliche Analyse über die Entwicklung des Fernsehens in Deutschland nach seiner Wiederaufnahme sowie eine Prognose für die weiteren zehn Jahre zu finden. Seinerzeit – zur Jahreswende 1960/61 – waren 4,6 Millionen Fernsehgeräte in der Bundesrepublik angemeldet. Es gehörten sehr viel Marktkenntnis und auch Mut dazu, eine langfristige Vorhersage zu wagen. Das Unterfangen wurde durch einen eindeutigen Erfolg gerechtfertigt, denn nach fünf Jahren ist die für Anfang 1966 prophezeite Zahl von 11,3 Millionen Fernsehteilnehmern mit einer unwahrscheinlichen Genauigkeit eingetroffen. Wie die Bundespost mitteilte, waren am 1. Januar 1966 in der Bundesrepublik 11 379 049 Geräte registriert. Der 11,3millionste Fernsehteilnehmer hat sich also etwa 14 Tage vor dem Jahreswechsel angemeldet.

Der Gesamtzuwachs an Fernsehteilnehmern im Jahr 1965 war in der Prognose mit 1,3 Millionen angegeben worden. Auch diese Schätzung wurde zur Tatsache. Die Jahreszunahme 1965 betrug 1,355 Millionen Neuanmeldungen und liegt damit hinter 1964, das als Olympiade-Jahr mit 1,48 Millionen Neuanmeldungen einen Sonderfall darstellt, an zweiter Stelle seit Beginn des Fernsehens.

Die bei der Veröffentlichung etwas optimistisch wirkende Prognose hat sich demnach als richtig erwiesen. Viele Faktoren haben dazu beigetragen, das Fernsehgerät immer attraktiv zu halten, und so wird auch sicher das Jahr 1966 die schon seinerzeit von *Philips* geschätzten weiteren 1,3 Millionen Neuzugänge an Fernsehteilnehmern bringen.

H.-J. HAASE, Dual, St. Georgen/Schwarzwald

Hi-Fi-Plattenspieler mit kontinuierlich einstellbarer Skating-Kompensation

Technische Daten

Tonarm	
wirksame Länge (von vertikaler Drehachse bis Abtastspitze):	202 mm
tangentialer Spurfehlwinkel:	0,5 °/Zoll
Lagerreibung für Horizontalbewegung:	< 0,04 g
Tonarm-Resonanzfrequenz: 7 Hz bei einer System-Compliance von $25 \cdot 10^{-6}$ cm/dyn	
effektive Schwingmasse für Horizontalbewegung: 21 g bei einem Systemgewicht von 7 g	
Gewichtsbereich der einbaubaren Systeme:	1...16 g
Auflagekrafteinstellung: 0...5 p, kontinuierlich einstellbar und direkt ablesbar	
Tonarmlift	
Absenkgeschwindigkeit:	etwa 0,5 cm/s
Plattenteller (dynamisch ausgewuchtet, nicht magnetisch)	
Gewicht:	3,2 kg
Durchmesser:	270 mm
Massenträgheitsmoment:	400 p · cm · s²
Drehzahlen: 16⅔, 33⅓, 45, 78 U/min	
Drehzahl-Feinregelung:	6%
Motor	
Drehzahltoleranz max. ± 1,2% bei Nennspannung und in Mittelstellung des Feinreglers	
Gesamt-Gleichlauffehler: max. ± 0,1% (gehörrichtig bewertet)	
Rumpel-Fremdspannungsabstand:	40 dB
Rumpel-Geräuschspannungsabstand:	60 dB

Bei der Schallplattenabtastung gibt es zwei Komponenten, die man als die primären Qualitätsmerkmale bezeichnen kann: den Plattenteller-Antrieb und das Tonabnehmersystem. Alles, was am Gerät außerdem noch vorhanden ist, sind sekundäre Hilfsmittel zur Realisierung des Abtastvorganges. Man kann auf sie nicht verzichten, sollte jedoch bedenken, daß ihre Eigencharakteristiken die Qualität der Abtastung immer nur (günstigstenfalls nur geringfügig) negativ beeinflussen können. Was das Abtastsystem nicht leistet, kann auch der beste Tonarm nicht mehr hinzufügen, und was beim Abtastvorgang verdorben wird, gleicht auch der beste Antrieb nicht aus.

Deshalb hat sich mit der Verfeinerung der Abtasttechnik immer deutlicher herausgestellt, daß Tonabnehmersystem und Tonarm sowie Tonarm und Laufwerk zusammengehören, also nicht mehr als Einzelstücke bewertet und beliebig kombiniert werden können. Trotzdem müssen sie nicht nur als Einzelteil hervorragende Eigenschaften haben, sondern – und das ist teilweise sehr viel schwieriger zu verwirklichen – sich auch im Falle der Einbaumöglichkeit verschiedener Abtastsysteme optimal aneinander anpassen lassen.

Bild 1. Der neue Hi-Fi-Plattenspieler „Dual 1019"

Mit dem neuen automatischen Hi-Fi-Plattenspieler „Dual 1019" stellt *Dual* den Phonofreunden jetzt ein Schallplatten-Abspielgerät zur Verfügung, das hinsichtlich der Konstruktion und der technischen Daten alle Wünsche erfüllt, die zur Verwirklichung einer optimalen Schallrillenabtastung an ein Abspielgerät gestellt werden können. Wie Bild 1 zeigt, wurde die Grundkonstruktion des „Dual 1009"-Laufwerks[1]) beibehalten, da keine Veranlassung bestand, von bewährten Anordnungen, zum Beispiel der automatischen Tonarmsteuerung des Plattenteller-Antriebs, dem Prinzip der Geschwindigkeitsfeinregulierung, der Federaufhängung, der Transportsicherung usw., abzuweichen.

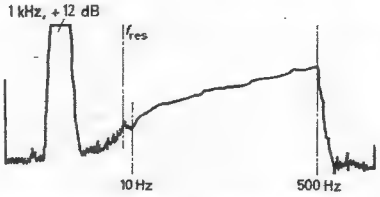


Bild 2. Tonarmresonanz des „Dual 1019" (f_{res} < 10 Hz) ◀

Wo es auf Grund der Erfahrungen mit dem „Dual 1009" aussichtsreich schien, eine Verbesserung der Abtastung und eine weitere Steigerung des Bedienungskomforts zu erreichen, wurden sich anbietende Lösungen konsequent verfolgt und ohne Rücksicht auf den erforderlichen Aufwand verwirklicht. Das führte beim neuen „Dual 1019"-Laufwerk einerseits zu recht interessanten konstruktiven Lösungen, andererseits mußten die Fertigungstoleranzen bestimmter Bauteile erheblich verringert werden, wodurch beispielsweise im Falle der notwendigen Verbesserung der Tonarmlagerung neuartige Fertigungsverfahren der betreffenden Bauteile erforderlich wurden.

Der Tonarm des „Dual 1019" ist im Interesse größtmöglicher Steifigkeit, jedoch gleichzeitig geringen Massenträgheitsmomentes, extrem leicht ausgeführt, so daß seine Eigenresonanz bei der Schallrillenabtastung in Verbindung mit einem 7 g schweren Abtastsystem mit $25 \cdot 10^{-6}$ cm/dyn Nachgiebigkeit bei etwa 7 Hz liegt (Bild 2). Daher und wegen der verhältnismäßig geringen effektiven Schwingmasse (21 g) der Kombination ist eine störende Beeinflussung der Abtasteigenschaften des Tonabnehmersystems mit Sicherheit ausgeschlossen. Der aus einer Magnesiumlegierung gefertigte zweiteilige Tonkopf hat einen einschiebbaren Systemträger, der durch die rechts hervorstehende kleine Griffstange entriegelt beziehungsweise verriegelt wird. Zum geometrisch richtigen Einbau der Tonabnehmer, die der ½"-Befestigungsnorm entsprechen, besteht die Möglichkeit, das System im Tonkopf horizontal zu verschieben. Zum vertikalen Höhenausgleich muß es auf verschieden lange Buchsen montiert werden. Damit auch bei einem späteren Systemaustausch der günstigste Sitz im Tonkopf erreicht wird, enthält das Gerätezubehör eine auf den Tonkopf aufsteckbare Montagelehre.

Zum Tonarm-Balanceausgleich in der Horizontalebene (der vertikale Balanceausgleich erfolgt bereits im Werk) läßt sich der Abstand des elastisch angebrachten Ausgleichsgewichtes vom Tonarmlager grob durch Verschieben und fein durch Verdrehen ändern. Dabei kann das eingebaute Tonabnehmersystem 1 ... 16 g schwer sein. Bei exaktem Balanceausgleich liegt der Schwerpunkt des Tonarms im Schnittpunkt der beiden Lagerachsen. Diese Balance, die dem Tonarm eine wirkungsvolle statische und dynamische Stabilität verleiht, wird auch durch die Einstellung der notwendigen Tonarm-Auflagekraft nicht gestört. Diese kann kontinuierlich im Bereich 0 ... 5 p variiert werden und wird durch eine Spiralfeder erzeugt, die direkt an der horizontalen Lagerachse angreift. Daher wirkt die Tonarm-Auflagekraft – unabhängig von der Lage des Laufwerkes – immer senkrecht zur Plattenoberfläche und verteilt sich gleichmäßig auf beide Rillenflanken. Die maximale Abweichung von der eingestellten Auflagekraft beträgt ± 0,1 p.

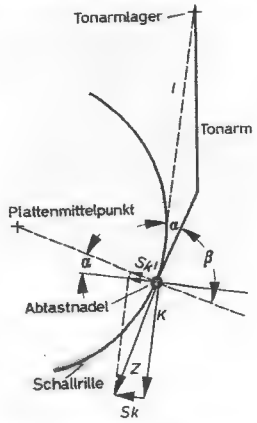


Bild 3. Entstehung der Skating-Kraft an einem abgewinkelten Tonarm ▶

Die Gleichmäßigkeit der Verteilung der Auflagekraft auf beide Rillenflanken wird bei sich drehender Schallplatte jedoch durch eine auf den Tonarm wirkende

[1]) Haase, H.-J.: Technische Probleme des Hi-Fi-Plattenspielers. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 15, S. 531–533, u. Nr. 16, S. 564–566

Horizontalkraft erheblich gestört. Auf jeden abgewinkelten Tonarm wirkt nämlich während des Abspielvorganges ein Moment $l \cdot Sk' = l \cdot Sk \cdot \cos \alpha$ (Bild 3), das versucht, die Abtastnadel in Richtung zum Plattenmittelpunkt zu ziehen. Der Grund dafür ist, daß die Reibungskraft $Z = P \cdot \mu$ zwischen Abtastnadel und Rillenwandung sich in die Komponenten K und Sk aufteilt, von denen K eine Zugkraft auf das vertikale Tonarmlager darstellt und Sk etwa in Richtung zum Plattenmittelpunkt weist. Die Kraft $Sk' = Sk \cdot \cos \alpha$ ist proportional der eingestellten Tonarm-Auflagekraft P und wird als Skating-Kraft (skating = gleiten) bezeichnet.

Diese auf den Tonarm wirkende Skating-Kraft ist bereits seit langem bekannt. Ihr nachteiliger Einfluß auf die Wiedergabequalität wurde jedoch besonders deutlich, als Tonabnehmer mit hoher Nachgiebigkeit es gestatteten, Schallplatten mit sehr kleinen Auflagekräften abzutasten. Meßtechnisch war ihr Einfluß bisher nur schwierig zu erfassen. Man kann sie jedoch jederzeit nachweisen, wenn man den Tonarm mit der Abtastnadel auf eine nicht mit Rillen versehene Fläche der Platte setzt; der Tonarm wird dann sofort nach innen gezogen. Bei modernen Abtastsystemen, die noch bei Auflagekräften um 1 p einwandfrei arbeiten, drückt die Skating-Kraft den Nadelträger sichtbar aus seiner Mittellage, falls er durch die Abtastnadel noch in der Rille gehalten wird. Er erhält also gewissermaßen eine einseitige Vorspannung. Das bedeutet aber, daß die Abtastung der beiden Rillenflanken einer Stereo-Schallplatte, die ja unterschiedliche Informationen enthalten, nicht gleichmäßig erfolgen kann.

Unter der Voraussetzung, daß die Längsachse der Abtastnadel genau rechtwinklig zur Plattenoberfläche steht, verteilt sich die Tonarm-Auflagekraft P ohne Einfluß der Skating-Kraft gleichmäßig auf beide Rillenflanken ($P_l = P_r = 0{,}7 \cdot P$, Bild 4).

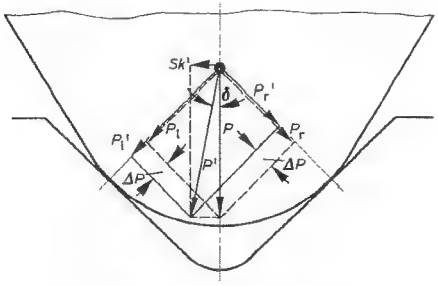


Bild 4. Kräftediagramm beim Abtasten einer Schallrille

Durch die Skating-Kraft Sk', deren Angriffspunkt im Schnittpunkt der Wirkungslinien der verteilten Auflagekräfte P_r und P_l angenommen wird, erhöht sich die wirksame Auflagekraft auf P', wobei die Wirkungslinie um den Winkel δ von der Senkrechten abweicht. Dadurch vergrößert sich der Flankendruck an der inneren Berührungsstelle um ΔP, während er sich an der äußeren Flanke um den gleichen Betrag verringert.

Die Nadelträger-Vorspannung und der daraus resultierende unterschiedliche Kontaktdruck an den beiden Rillenflanken kann nur durch eine der Skating-Kraft entgegengerichtete Kraft aufgehoben werden, die das Skating-Moment in jeder Stellung des Tonarms und bei jeder eingestellten Auflagekraft kompensiert. Sie läßt

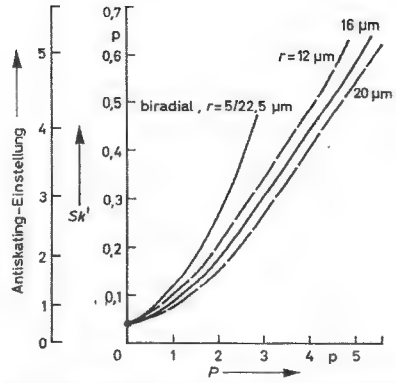


Bild 5. Verlauf der Skating-Kraft Sk' in Abhängigkeit vom Abrundungsradius r der Abtastnadel und der Tonarm-Auflagekraft P

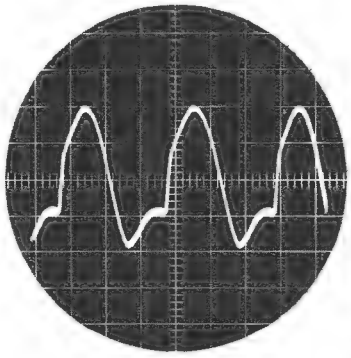
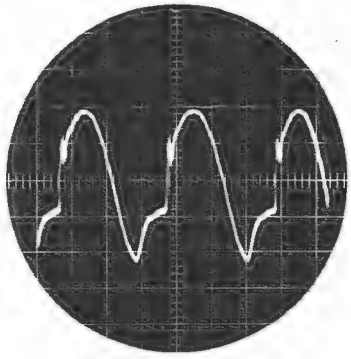


Bild 6. Kurvenformverzerrung im rechten Kanal bei Abtastung der Frequenz 1 kHz, $\hat{v}$ = 14 cm/s mit 2,8 p Auflagekraft; Klirrfaktor 10%

Bild 7. Kurvenformverzerrung im rechten Kanal bei Abtastung der Frequenz 1 kHz, $\hat{v}$ = 14 cm/s mit 2,5 p Auflagekraft; der Klirrfaktor ist hier bereits 17%



sich durch eine konstruktiv an den Tonarm gebundene und zweckmäßigerweise stetig veränderbare Anordnung erzeugen, die im allgemeinen Sprachgebrauch der Phonotechnik als Antiskating bezeichnet wird.

Die Skating-Kraft beträgt etwa 10 % der eingestellten Auflagekraft, bei 1 p Auflagekraft also nur 0,1 p. So geringe Kräfte kommen natürlich nur zur Wirkung, wenn die Lagerreibung des Tonarms für die horizontale Schwenkbewegung außergewöhnlich gering ist. Die Reibungskräfte dürfen sich aber über den Schwenkbereich des Tonarms nicht ändern, da sich sonst die für einen bestimmten Betriebsfall eingestellte Antiskating-Kraft unzulässig ändern würde.

Ideal wäre ein linearer Zusammenhang zwischen Auflagekraft und entstehender Skating-Kraft, da die Skating-Kompensation dann durch eine lineare mechanische Anordnung erfolgen könnte. Besonders bei geringen Auflagekräften ($\leq$ 0,5 p) bleibt aber ein erhöhter Skating-Einfluß bestehen, weil die Reibung im Vertikallager für die horizontale Tonarm-Schwenkbewegung nicht Null sein kann (Bild 5). Das kennzeichnet jedoch ein besonderes Problem des Skating-Einflusses. Tonarme mit erhöhter Lagerreibung können einerseits hochnachgiebige Tonabnehmersysteme nicht einwandfrei führen, andererseits wirken sie bereits ungewollt als Skating-Bremse. Daraus läßt sich die für die Praxis wichtige Forderung ableiten, daß die Auswahl eines Abtasters in erster Linie auf die Größe der Tonarm-Lagerreibung abgestimmt werden muß. Je weicher der Nadelträger des Abtastsystems eingespannt und je größer die Tonarm-Lagerreibung ist, um so stärker ist infolge des einseitigen Druckes durch die fortlaufende Rillensteigung die unsymmetrische Auslenkung des Nadelträgers aus der Symmetrielinie des Abtastsystems. Dagegen lenkt die Skating-Kraft den Nadelträger eines hochnachgiebigen Abtastsystems in die entgegengesetzte Richtung also nach außen, aus, wenn auch die Tonarm-Lagerreibung gering ist. Der zuletzt genannte Fall dürfte wohl der wichtigere sein, und daher wird mit zunehmender Qualität von Abtastsystem und Tonarm eine Antiskating-Einrichtung immer wichtiger.

Die Bilder 6 und 7 zeigen zwei typische Oszillogramme, die sich bei der Abtastung des rechten Kanals von Frequenzschallplatten ergeben, wenn die Spurführung durch den Skating-Einfluß gestört wird. Die nichtlinearen Verzerrungen steigen besonders an der unteren Grenze des vom Tonabnehmer-Hersteller genannten Auflagekraftbereiches stark an. Sie können durch einen Tonarm mit Skating-Kraft-Kompensation aber weitgehend reduziert werden (Bild 8).

Bei guten automatischen Plattenspielern und -wechslern ohne Antiskating-Einrichtung tritt häufig die unangenehme Erscheinung auf, daß der im Rillen-Einlaufbereich aufsetzende leichtgängige Tonarm durch die sich sofort auswirkende Skating-Kraft über die ersten Rillen gerissen wird und so die Anfangstakte der Aufzeichnung verlorengehen. Auch dieser sehr störende Nachteil wird von einer gut justierten Antiskating-Einrichtung verhütet. Ein recht guter Ausgleich der Skating-Kräfte ist beim „Dual 1019" dann erreicht, wenn die eingestellte Zahl des Antiskating-Einstellringes mit der angezeigten Stellung des Auflagekraft-Einstellrändels übereinstimmt (Bild 9). Damit besteht erstmalig bei einem Plattenabspielgerät die Möglichkeit, die sich in Abhängigkeit von der eingestellten Tonarm-Auflagekraft und vom Abrundungsradius der Abtastnadel einstellende Skating-Kraft in weitem Bereich (kontinuierlich einstellbar) exakt zu kompensieren.

Im Bild 10 ist schematisch die Wirkungsweise der Antiskating-Einrichtung beim „Dual 1019" dargestellt. Die Bilder 10a und 10b zeigen die beiden Extremstellungen des das Antiskating-Moment in Verbin-

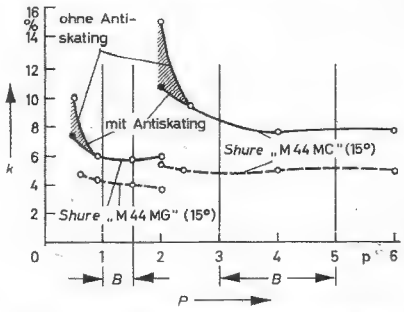


Bild 8. Klirrfaktor k als Funktion der Auflagekraft P mit und ohne Antiskating bei 1 kHz, $\hat{v}$ = 14 cm/s (B empfohlener Auflagekraft-Bereich, —— = linker Kanal, ---- = rechter Kanal)

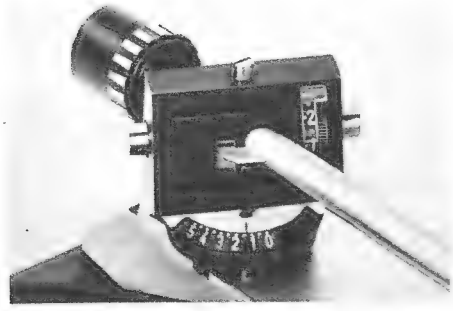


Bild 9. Einstellring für die Antiskating-Kraft am Fuß des Tonarmlagers beim „Dual 1019"

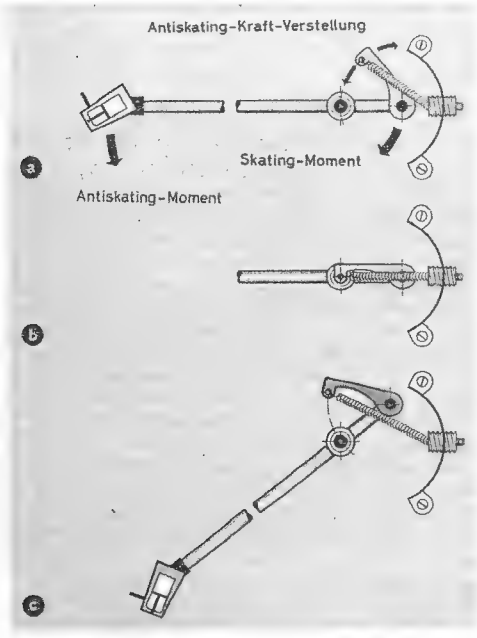


Bild 10. Funktionsschema der Antiskating-Einrichtung beim „Dual 1019"

dung mit einer Zugfeder erzeugenden Federhebels bei 0 und 5 p Auflagekraft. Man erkennt außerdem, daß durch das unterschiedliche Ausschwenken des Federhebels bei Verdrehen des Einstellringes ein variables Antiskating-Moment am Tonarm erzeugt wird. Liegt die Einspannung der Feder genau unter dem vertikalen Tonarm-Drehpunkt (Bild 10b), so entsteht kein Antiskating-Moment. Diese Stellung ist am Einstellring durch 0 gekennzeichnet. Bei maximal ausgeschwenktem Federhebel (Bilder 10 a und 10c) wird ein Antiskating-Moment erzeugt, das die Kompensation des Skating-Momentes bewirkt, das bei der maximal einstellbaren Tonarm-Auflagekraft von 5 p entsteht.

Um die Größe und Gleichmäßigkeit der erzeugten Antiskating-Kräfte auch bei unterschiedlichen Plattenelastizitäten und Abtastradien im Abtastbetrieb meßtechnisch erfassen zu können, hat *Dual* ein sehr exakt anzeigendes Meßsystem – „skate-O-meter" genannt – herausgebracht. Es wird an Stelle des Tonabnehmersystems in den Tonkopf eingesetzt und zeigt (nach Einstellung der für das später zu verwendende Tonabnehmersystem maßgebenden Auflagekraft) über einen mit dem Abtaststift verbundenen Zeiger auf einer in mg geeichten Skala die auftretenden Skating-Kräfte an (Bild 11). Wird nun der Einstellring der Antiskating-Vorrichtung so lange verdreht, bis – auch bei der Abtastung musikmodulierter Schallrillen – der Zeiger im Mittel auf Null weist, dann ist die Skating-Kraft vollwertig kompensiert.

Wie aus Bild 1 zu ersehen ist, hat der „Dual 1019", obwohl das Dreifunktionssystem – also die universelle manuelle und automatische Verwendbarkeit – beibehalten wurde, einen organisch eingebauten Tonarm-Lift erhalten. Er hat die Aufgabe, den Tonarm an jeder beliebigen Stelle auf die Schallplatte abzusenken und wieder anzuheben, ohne daß man dabei den Tonarm berühren muß. Selbstverständlich muß die Absenkvorrichtung an einem automatischen Spieler oder Wechsler so beschaffen sein, daß sie auch nach automatischem Start, jedoch erst nach Spielbeginn, betätigt werden kann. Die Bedienung soll leichtgängig sein, damit der Tonarm nicht infolge von Erschütterungen horizontale Bewegungen ausführt, die dazu führen, daß sich die Abtastnadel nicht in die gewünschte Rille absenkt. Der Tonarm soll beim Einschwenken von Hand auf der angehobenen Ablagevorrichtung ruckfrei gleiten und darf nach dem Loslassen über einer beliebigen Stelle der Platte nicht zurückfedern.

Bild 12a zeigt den Tonarm *TO* im angehobenen Zustand. Die Griffstange *G* der Absenkvorrichtung ist nach vorn gezogen. Sie drückt über ein Kurvenstück *K* und einen Verbindungshebel *VH* den elastischen Heberbolzen *HB*, der parallel zum Tonarmlager vertikal geführt wird, nach oben. Der Heberbolzen stößt von unten an einen kleinen am Tonarm angebrachten Winkel *W*, wodurch sich die Tonarmspitze um die Höhe *H* anhebt. Wegen des elastischen Heberbolzens erfolgt das auch bei kleiner Tonarm-Auflagekraft völlig ruckfrei. Um bei unterschiedlich hohen Tonabnehmersystemen die günstigste Hubhöhe *H* einregulieren zu können, kann die Höhe des Verbindungshebellagers *L* mit einer von oben zugänglichen Stellschraube variiert werden.

Beim Zurückdrücken der Griffstange löst sich der mechanische Kontakt zwischen dem Kurvenstück *K* und der Hubscheibe *HS*. Der Verbindungshebel *VH* wird dann durch den Haupthebel *HH* zurückgedrückt, wobei eine in Siliconfett gleitende Scheibe die Rückführbewegung bremst. Mit dem heruntergleitenden Heberbolzen senkt sich auch der auf diesem federnd aufliegende Tonarm ruckfrei ab. Während das Anheben proportional zur Geschwindigkeit erfolgt, mit der die Griffstange nach vorn gezogen wird, ist die Absenkgeschwindigkeit mit etwa 5 mm/s konstant und unabhängig von der Betätigungsgeschwindigkeit. Dabei ist es gleichgültig, ob der Mechanismus vorher durch entsprechende Tastenbedienung automatisch gestartet wurde oder der Tonarm nach dem manuellen Anheben durch Betätigung der Stopptaste automatisch auf die Ablage zurückgeführt werden soll. Automatischer und manueller Tonarm-Steuerungsmechanismus stören sich also nicht, sondern ergänzen sich.

Der Vollständigkeit wegen sei abschließend noch über einige weitere Konstruktionsdetails beim „Dual 1019" berichtet: Der Tonarm kann bei einem Plattenwechsel von Hand auf der Tonarmstütze abgelegt werden, ohne daß sich das Laufwerk abschaltet. Die bisher übliche kurze Mittelachse wurde so abgeändert, daß sie sich gleichzeitig mit dem Plattenteller dreht, also eine störende Reibung zwischen der Wand des Schallplatten-Mittelloches und der Achse ausgeschlossen ist. Zum Abspielen eines längeren, aus mehreren Schallplatten zusammengestellten Musikprogramms kann das Gerät mit Hilfe der mitgelieferten Wechselachse als vollautomatisches Abspielgerät benutzt werden. Die horizontal zu bedienenden Schiebetasten erhielten eine griffgünstigere Form.

Bild 11. Messung der Skating-Kraft während der Abtastung mit dem „skate-O-meter" ▶

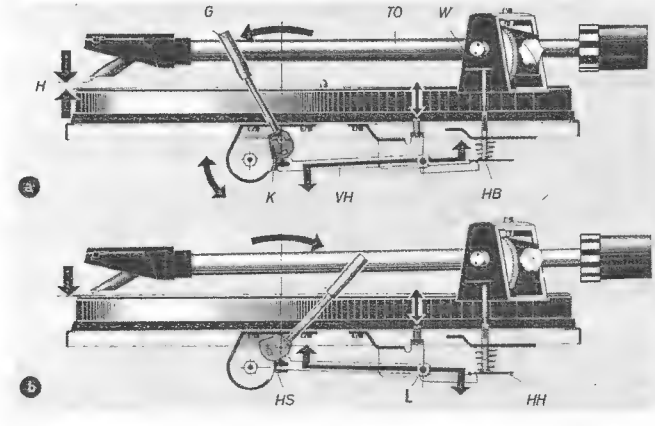


Bild 12. Funktionsschema der Tonarm-Absenkvorrichtung beim „Dual 1019" ▶

T. SCHWAB, Telefunken AG, Heilbronn

Stereo-Decoder mit Silizium- oder Germanium-Transistoren

Technische Daten

Betriebsspannung: $U_b = 9\ V \pm 30\%$
Übersprechdämpfung:
≥ 40 dB bei $f = 1$ kHz
Eingangswiderstand:
bei Germaniumausführung $R_{in} \approx 50$ kOhm
bei Siliziumausführung $R_{in} \approx 100$ kOhm
Spannungsverstärkung: $V_u \approx 1$
maximale Eingangsspannung: $\hat{U}_{in} \approx 2$ V
Temperaturbereich: bis etwa 45 °C

1. Einleitung

Im folgenden wird ein Stereo-Decoder beschrieben, der nach dem FCC-Verfahren arbeitet und sich besonders zur Verwendung in Transistorempfängern eignet. Hierbei wird zugrunde gelegt, daß die Spitzenspannung des Pilotsignals am Ausgang des Ratiodetektors etwa 30 ... 100 mV beträgt. Der Innenwiderstand des Ratiodetektors liegt normalerweise in der Größenordnung von ≤ 10 kOhm.

Bei dem Decoder wurde besonders auf eine ausreichende Unterdrückung des zur Decodierung notwendigen 38-kHz-Hilfsträgers geachtet. Es hat sich nämlich gezeigt, daß sonst durch den 38-kHz-Träger NF-Verstärker mit Transistor-Endstufen infolge der relativ niedrigen Grenzfrequenzen der Germanium-Endstufentransistoren überlastet werden können. Außerdem können bei Tonbandaufnahmen störende Mischprodukte zwischen Lösch- und Hilfsträgerfrequenz auftreten. Der Decoder kann sowohl mit Silizium-Transistoren BC 130 als auch mit Germanium-Transistoren AC 122 bestückt werden. Er arbeitet nach dem Zeitmultiplexverfahren, wobei die Pilotfrequenz verstärkt und verdoppelt wird.

2. Schaltung des Decoders

Bild 1 zeigt die Schaltung des dreistufigen Decoders. Die erste Stufe liefert zwei zueinander gegenphasige Spannungen des Multiplexsignals. Es wird einerseits am Emitter (phasengleich zum Eingangssignal), andererseits über einen Spannungsteiler vom Collectorkreis (gegenphasig zum Eingangssignal) mit einstellbarer Amplitude abgenommen. Der Verwendungszweck dieser gegenphasigen Spannung ist weiter unten erläutert. Um einen gegenüber dem Innenwiderstand des Ratiodetektors hohen Eingangswiderstand der ersten Stufe zu erhalten, ist sie im Emitter gegengekoppelt. Gleichzeitig wird im Collectorkreis der ersten Stufe der 19-kHz-Pilotton ausgekoppelt, in einer zweiten Stufe weiter verstärkt und durch Zweiweggleichrichtung in seiner Frequenz verdoppelt. In der dritten Stufe wird aus der gleichgerichteten, mit der doppelten Pilottonfrequenz pulsierenden Spannung die Grundwelle ausgesiebt und verstärkt. Über einen Übertrager mit dem Übersetzungsverhältnis 1 : 1, dessen Primärwicklung gleichzeitig Teil des 38-kHz-Resonanzkreises ist, wird dieser Hilfsträger der Decodierschaltung zugeführt. In Tab. I sind die Wickeldaten der Spulen zusammengestellt.

Als Decodiereinrichtung ist ein Ringmodulator eingesetzt. Eine Erhöhung der Übersprechdämpfung um etwa 15 dB ergibt sich dadurch, daß nach der Decodierung der zwischen linkem und rechtem Kanal entstandene Amplitudenunterschied durch Kompensation über eine Widerstandsmatrix ausgeglichen wird. Hierzu wird der bereits erwähnte gegenphasige Teil der Multiplexspannung mit am Einstellregler *P 1* passend eingestellter Amplitude in die Widerstandsmatrix eingespeist.

Die gewünschte Unterdrückung des Hilfsträgers erreicht man durch weitgehende Symmetrierung des Decodierschaltkreises. Aus diesem Grunde ist die Sekundärseite des Übertragers, der die Schaltdioden ansteuert, zweifädig gewickelt. Die damit erreichte Trägerunterdrückung am Ausgang des Decoders, bezogen auf eine NF-Spannung von 775 mV bei 1 kHz, beträgt bei sorgfältiger Ausführung des Übertragers *L 3* etwa 40 dB. Die Umschaltung von Mono auf Stereo erfolgt automatisch dadurch, daß bei Mono-Empfang kein Hilfsträger an die Decodiereinrichtung gelangt. Damit bei monauralen Sendungen infolge der Nichtlinearität der Schaltdioden keine Verzerrungen auftreten, werden diese Dioden von einem kleinen Vorstrom (etwa 50 µA) durchflossen. Die hierzu notwendige Auftrennung des Diodenringes ist auf das Decodierprinzip ohne Einfluß.

Es hat sich gezeigt, daß das Rauschspektrum im UKW-Bereich bei fehlendem HF-Träger genügend starke 19-kHz-Amplituden enthält, um bereits ein dementsprechend schwankendes Hilfsträgersignal an den nachfolgenden Schaltdioden zu erzeugen. Der gleiche Fall kann mit vorhandenem HF-Träger bei einer Mono-Sendung auftreten, bei der die Modulationsspannung 19-kHz-Amplituden enthält. Hierdurch erfolgt eine Umsetzung des Rauschspektrums von 23 ... 53 kHz in den hörbaren NF-Frequenzbereich, das sich als verstärktes Rauschen beziehungsweise Rumpeln störend auswirkt [3]. Diesen Effekt kann man mit Hilfe einer einstellbaren Ansprechschwelle des Pilotverstärkers vermeiden. Dazu wird am Collector von *T 3* die Hilfsträgeramplitude gleichgerichtet und als Basisvorspannung für *T 2* verwendet. Diese Gleichspannungsrückkopplung ist so dimensioniert, daß erst von einer bestimmten Mindestamplitude des Pilotsignals an, die mit dem Einstellregler *P 2* eingestellt werden kann, der Pilotverstärker und der Verdoppler ihre Funktion aufnehmen. Der Einschaltvorgang läuft folgendermaßen ab: Legt man an den Eingang des Decoders eine Multiplexspannung, so entsteht am ersten Schwingkreis eine 19-kHz-Spannung. Über den Koppelkondensator gelangt ein Teil dieser Pilotspannung an den Eingang des zweiten Transistors *T 2*. Von einer ausreichend großen Amplitude an wird dieser Transistor für die positiven Halbwellen leitend (C-Betrieb) und verstärkt sie. Im Collectorschwingkreis entsteht hieraus wieder die sinusförmige Pilotspannung. In der dritten Stufe wird sie nach der Frequenzverdopplung als Hilfsträgerspannung weiter verstärkt und anschließend gleichgerichtet. Infolge der schon erwähnten Gleichspannungsrückkopplung erhält hierdurch die Basis von *T 2* eine positive Vorspannung, so daß

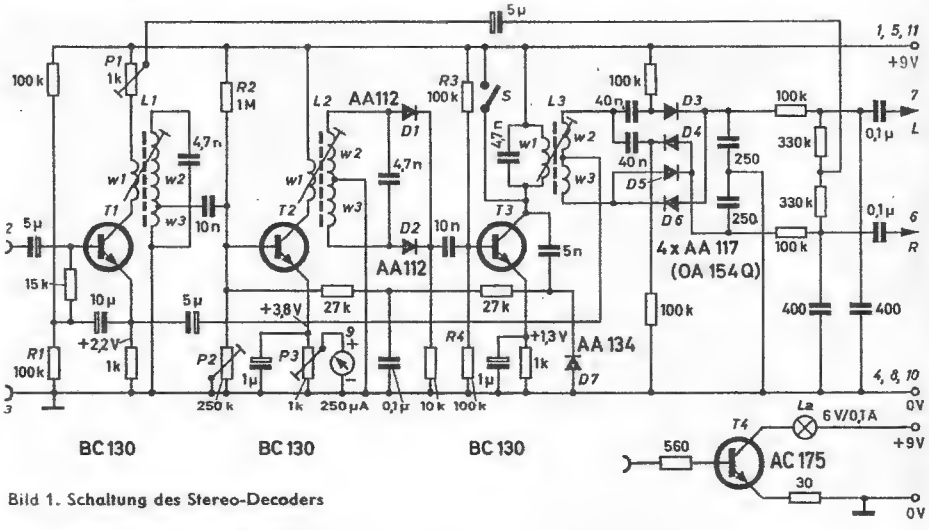
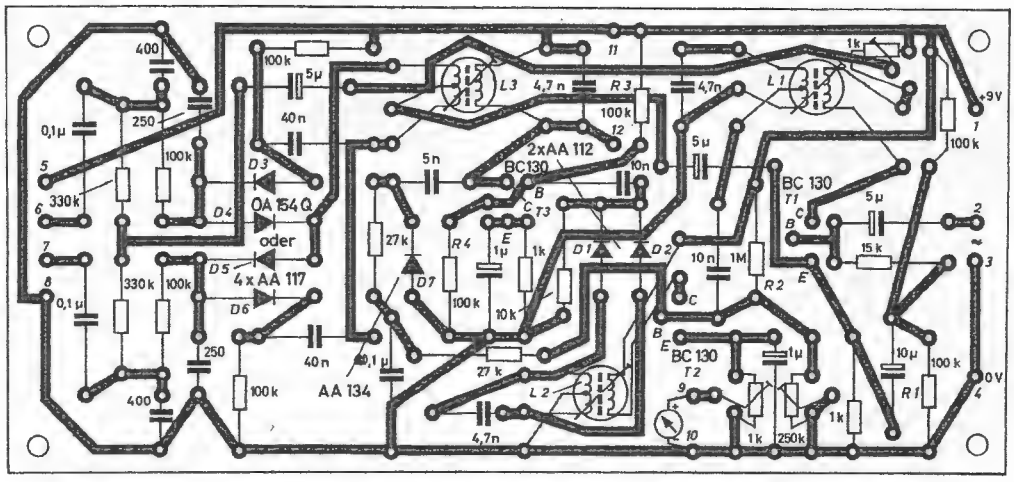


Bild 1. Schaltung des Stereo-Decoders

Tab. I. Wickeldaten der Spulen

Spule	Wicklung		Kern
L 1	*w 1*	30 Wdg., 0,18 CuL	Bausatz „D 11-1255" mit Abgleichkern *(Vogt)*
	w 2	520 Wdg., 0,18 CuL	
	w 3	80 Wdg., 0,18 CuL	
L 2	*w 1*	30 Wdg., 0,18 CuL	
	w 2 = w 3	290 Wdg., 0,18 CuL	
L 3	*w 1*	280 Wdg., 0,18 CuL	
	w 2 = w 3	140 Wdg., 0,16 CuL, bifilar gewickelt	

Bild 2. Leiterplatte (Maßstab 1:1) und Bestückungsplan (Anschlüsse: 1, 5 Betriebsspannung, 2 Eingang, 3, 4, 8, 10, 11 Masse, 6 linker Ausgang, 7 rechter Ausgang, 9 Stereo-Anzeige, 12 Schalter S) ▶



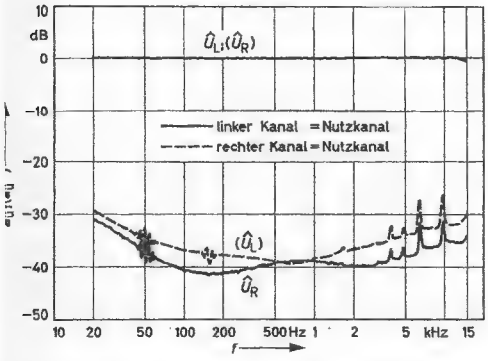


Bild 3. Frequenzgang und Übersprechdämpfungen $a_{ü}$ und $a_{ü}^*$ für den linken und rechten Kanal als Funktion der Frequenz f

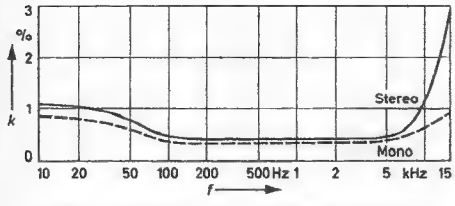


Bild 4. Klirrfaktor k in Abhängigkeit von der Frequenz f bei Stereo- und Mono-Betrieb

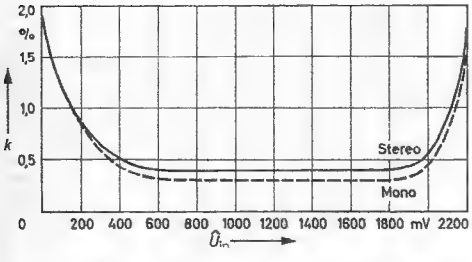


Bild 5. Klirrfaktor k als Funktion des Scheitelwerts der Eingangsspannung $\hat{U}_{in}$

diese Stufe jetzt im A-Betrieb zu verstärken beginnt. Die Verstärkung des gesamten Pilotverstärkers steigt daher lawinenartig an, bis am Collector von *T 3* die maximal mögliche Amplitude des Hilfsträgers erreicht ist.

Um eine gute Decodierung zu erhalten, müssen Mischprodukte der NF-Frequenzen mit Harmonischen der Pilotfrequenz weitgehend vermieden werden. Hierzu ist eine entsprechende Selektivität des Pilotsignalverstärkers erforderlich. Außerdem muß nach der Verdopplung die Hilfsträgerfrequenz mit ausreichender Amplitude an die Decodierschaltung gelangen. Durch lose Ankopplung der selektiven Kreise wird eine Gesamtbandbreite des Pilotverstärkers mit Verdoppler von 100 Hz und eine Gesamtverstärkung von etwa 200 erreicht, was sich als ausreichend erwiesen hat.

Um trotz der automatischen Umschaltung von Mono auf Stereo eine individuelle Bedienung zu ermöglichen, kann beispielsweise durch Kurzschließen des 38-kHz-Resonanzkreises (Schalter *S*) eine Stereo-Sendung auch monaural empfangen werden beziehungsweise ein monaurales Signal ohne Qualitätsminderung den Stereo-Decoder passieren. Eine einfache Stereo-Anzeige erfolgt mit Hilfe der bei vorhandenem Pilotsignal ansteigenden Gleichspannung am Emitterwiderstand der zweiten Stufe. Als Indikator kann entweder ein Instrument oder eine vom Transistor *T 4* geschaltete Glühlampe verwendet werden.

Entsprechend der deutschen Norm enthält der Decoder ein Deemphasisglied mit einer Zeitkonstante von 50 µs. Die Betriebsspannung des Decoders beträgt 9 V, die Stromaufnahme etwa 10 mA. Betriebsspannungsänderungen um ±30 % sind auf die Funktion des Decoders ohne nennenswerten Einfluß.

Der Musteraufbau des Decoders wurde als gedruckte Schaltung ausgeführt. Bild 2 zeigt die gedruckte Leiterplatte und den Bestückungsplan.

Bild 3 zeigt den Frequenzgang und die Übersprechdämpfung des Decoders, wobei entweder der linke oder der rechte Kanal der Nutzkanal ist. Hinzuweisen ist hierbei auf die große Übersprechdämpfung im Frequenzbereich 10 ... 15 kHz. Die Meßkurven wurden mit einem Pegelschreiber aufgezeichnet. Die Bilder 4 und 5 zeigen den Klirrfaktor des Decoders für Mono- und Stereo-Betrieb in Abhängigkeit von der Frequenz und der Eingangsspannung. Gegenüber Mono-Betrieb ist bei Stereo-Betrieb keine nennenswerte Verschlechterung festzustellen. Bild 6 zeigt die Ausgangsspannung der beiden Kanäle und damit die Übersprechdämpfung des Decoders als Funktion der Eingangsspannung. Das Dämpfungsmaximum läßt sich mit Hilfe des Reglers *P 1* auf die vom Ratiodetektor gelieferte NF-Spannung einstellen. Damit ist ein optimaler Angleich an den vorhergehenden Zwischenfrequenzverstärker möglich. Zweckmäßigerweise stellt man dieses Dämpfungsmaximum auf diejenige Eingangsspannung ein, die der Zwischenfrequenzverstärker liefert, wenn er bereits mit Begrenzung arbeitet. Außerdem ist im Bild 6 deutlich die Wirkung der auf $\hat{U}_{pil} = 25$ mV ≙ $\hat{U}_{in} = 250$ mV eingestellten Ansprechschwelle des Pilotverstärkers zu erkennen.

Eine Temperaturabhängigkeit der Übersprechdämpfung tritt auf, weil die 19-kHz- und 38-kHz-Resonanzkreise temperaturabhängig sind und daher der Hilfsträger nicht mehr völlig phasenrichtig an die Decodiereinrichtung gelangt. Die im Bild 7 dargestellte Abhängigkeit zeigt aber, daß ein Betrieb bis zu einer Temperatur von 45 °C mit der beschriebenen Schaltung ohne weiteres möglich ist. Für besondere Anforderungen können die Kreise aber entsprechend temperaturkompensiert werden.

Der Eingangswiderstand des Decoders beträgt bei der Ausführung mit Silizium-Transistoren etwa 100 kOhm, wenn als

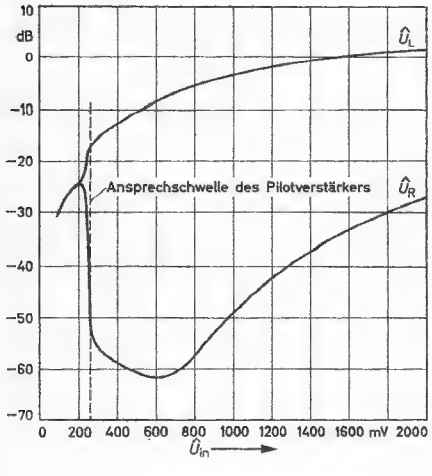
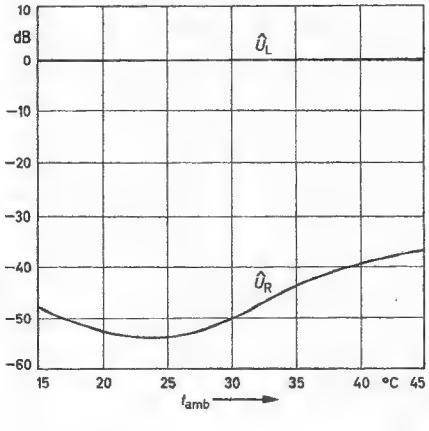
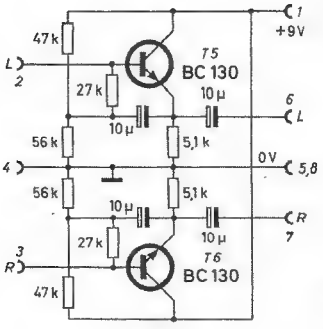


Bild 6. Scheitelwerte der Ausgangsspannungen $\hat{U}_L$ und $\hat{U}_R$ beider Kanäle als Funktion des Scheitelwerts der Eingangsspannung $\hat{U}_{in}$; linker Kanal mit 1 kHz moduliert, Pilotspannung 10% der Eingangsspannung, Umgebungstemperatur 25 °C, Ansprechschwelle des Pilotverstärkers 250 mV ◀

Bild 7. Scheitelwerte der Ausgangsspannungen $\hat{U}_L$ und $\hat{U}_R$ beider Kanäle als Funktion der Umgebungstemperatur t_{amb}; linker Kanal mit 1 kHz moduliert, Eingangsspannung $\hat{U}_{in}$ = 775 mV, Pilotspannung 10% der Eingangsspannung ▶





◀ Bild 8. Schaltung des Impedanzwandlers

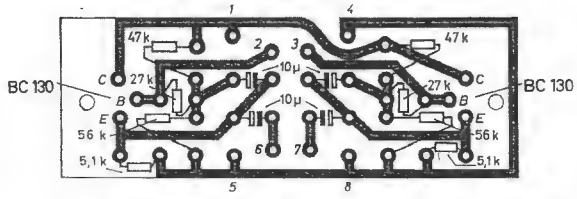


Bild 9. Leiterplatte (Maßstab 1:1) und Bestückungsplan für den Impedanzwandler (Anschlüsse: 1 Betriebsspannung, 2 linker Eingang, 3 rechter Eingang, 4, 5, 8 Masse, 6 linker Ausgang, 7 rechter Ausgang)

Eingangstransistor ein BC 130 verwendet wird. Bei der Ausführung mit Germanium-Transistoren liegt der Eingangswiderstand infolge kleinerer mittlerer Stromverstärkung bei etwa 50 kOhm. Bei einem Eingangswiderstand des nachfolgenden NF-Verstärkers von $R_{in} = 250$ kOhm ist die Spannungsverstärkung des Decoders Eins. Die maximale Amplitude der Eingangsspannung soll 2 V nicht überschreiten, weil der Klirrfaktor sonst zu stark ansteigt.

4. Ausgangsimpedanzwandler

Soll der Decoder an einem nachfolgenden NF-Verstärker mit niedrigem Eingangswiderstand betrieben werden, dann muß ein entsprechender Impedanzwandler zwischengeschaltet werden. Bild 8 zeigt eine geeignete Schaltung, Bild 9 die Ausführung einer zum Decoder passenden gedruckten Leiterplatte mit Bestückungsplan. Für die Ausführung mit Germanium-Transistoren AC 122 gilt die gleiche Schaltungsdimensionierung, lediglich Betriebsspannung und Elektrolytkondensatoren sind umzupolen. Der Eingangswiderstand liegt in der Größenordnung $\geqq 300$ kOhm, wenn der Lastwiderstand $\geqq 20$ kOhm ist.

5. Abgleich des Stereo-Decoders

Für den Abgleich des Decoders benötigt man Stereo-Coder (Stereo-Signalgenerator), NF-Röhrenvoltmeter (möglichst mit einschaltbarem 15-kHz-Tiefpaß) und Oszillograf.

Ist ein Stereo-Coder nicht vorhanden, dann muß der Abgleich während einer der üblichen Stereo-Testsendungen einer Rundfunkanstalt durchgeführt werden. Allerdings sollte hierbei zumindest ein Grobabgleich des Pilotsignalverstärkers mit einem 19-kHz-Generator vorausgehen.

Zunächst wird das im Stereo-Coder erzeugte Pilotsignal mit $U_{pil} \approx 100\,mV_s$ an den Eingang des Decoders gelegt. Am Hochpunkt des ersten Resonanzkreises wird das Röhrenvoltmeter bei abgeschaltetem 15-kHz-Tiefpaß angeschlossen und der Kreis auf maximale Spannung abgeglichen. Beim Abgleich des zweiten und dritten Resonanzkreises muß die Schaltschwelle auf ihren kleinsten Wert (*P 2* auf 250 kOhm) eingestellt sein, und am Eingang des Decoders muß eine genügend hohe Pilotsignalspannung liegen, so daß die Schaltschwelle auch dann schon überwunden wird, wenn der zweite und dritte Resonanzkreis erst in der Nähe der jeweiligen Resonanzfrequenz sind. Erfahrungsgemäß ist die oben angegebene Pilotspannung von 100 mV ausreichend groß. Die Überwindung der Schaltschwelle zeigt sich einerseits an der sich sprungartig einstellenden Hilfsträgeramplitude, andererseits am sprungartigen Anstieg des aufgenommenen Gleichstroms von etwa 6 mA auf etwa 10 mA. Nun verringert man die Pilotspannung am Eingang des Decoders so weit, daß die Schwelle gerade noch erreicht wird ($\hat{U}_{pil} \approx 25$ mV) und wiederholt den Abgleich aller drei Kreise auf maximale Spannung. Dabei stellt sich am Resonanzkreis für die Hilfsträgerfrequenz eine Effektivspannung von etwa 5 V ein.

Anschließend wird ein nur einkanalig moduliertes (beispielsweise mit 1 kHz) Stereo-Signal mit einer Spitzenspannung von $\hat{U}_{in} \approx 500$ mV an den Eingang des Decoders angelegt und *P 1* auf Null eingestellt. Bei eingeschaltetem 15-kHz-Tiefpaß sind die NF-Spannungen am linken und rechten Ausgang zu messen. Durch geringfügiges Verstimmen des Hilfsträgerresonanzkreises wird die Phasenbeziehung zwischen Multiplexsignal und Hilfsträgerfrequenz richtig eingestellt, so daß eine möglichst große Übersprechdämpfung zwischen den NF-Ausgängen auftritt. Mit *P 1* wird diese Übersprechdämpfung anschließend auf den erreichbaren Maximalwert vergrößert. Mit Hilfe des Einstellreglers *P 3* stellt man abschließend die zum Ansteuern des Stereo-Indikators notwendige Spannung ein.

6. Bestückung mit Germanium-Transistoren

Soll der Stereo-Decoder mit Germanium-Transistoren bestückt werden, so sind folgende Änderungen vorzunehmen: Für die Transistoren *T 1* ... *T 3* ist je ein AC 122 einzusetzen, für *T 4* eignet sich der AC 117. Die Betriebsspannung, die Elektrolytkondensatoren und die Dioden *D 3* ... *D 7* sind umzupolen. *R 1* ist in 47 kOhm, *R 3* in 150 kOhm und *R 4* in 56 kOhm zu ändern. Der Widerstand *R 2* entfällt.

Schrifttum

[1] Telefunken Halbleitermitteilungen für die Industrie Nr. 63 01 90

[2] Telefunken Halbleitermitteilungen für die Industrie Nr. 63 12 108

[3] Rinderle, H.: Das Rauschverhalten bei Rundfunk-Stereoempfang nach dem FCC-Verfahren. Radio Mentor Electronic, Bd. 32 (1966), Nr. 1, S. 42–43

Flachreedkontakte

Die vor kurzem in Frankfurt am Main-Eckenheim in Betrieb genommene elektronisch gesteuerte Fernsprechvermittlung ist unter anderem mit einer Vielzahl neuartiger Flachreedkontakte aufgebaut. Der Platzbedarf einer Fernsprechzentrale wird weitgehend von der Größe der in den Koppelfeldern eingesetzten Verbindungskontakte bestimmt. Hierfür hat die Firma *Telefonbau und Normalzeit* den von *Bell Laboratories* konstruierten Reedkontakt (von einem mit Schutzgas gefüllten Glasrohr umschlossener, magnetisch zu betätigender Kontakt) weiterentwickelt. Der neue Flachreedkontakt (FRK) wird sowohl mit Arbeits- als auch mit Umschaltkontakt in den gleichen Abmessungen gefertigt (Bild 1). Die Querschnittsfläche des Glasrohrs ist mit 15,6 mm² um 50 % geringer als diejenige des herkömmlichen Reedkontaktes. Daher lassen sich auch Relais, die mehrere von einer gemeinsamen Magnetwicklung umschlossene FRK enthalten, mit recht kleinen Abmessungen aufbauen. Die Kontaktzungen bestehen aus einer Nickel-Eisen-Legierung und tragen an der eigentlichen, ballig ausgebildeten Kontaktstelle eine eindiffundierte Goldschicht, so daß eine einwandfreie Kontaktgabe auch nach längeren Schaltpausen und bei sehr niedrigen Spannungen und Strömen gewährleistet ist. Die Rückstellkraft der federnden Zunge wird mit Hilfe des beim Stanzvorgang ausgesparten Mäanders (s. Bild 1) erreicht, der die gesamte beim Anziehen des Kontaktes auftretende elastische Verformung aufnimmt.

Eine interessante Lösung hat man bei der Konstruktion des Umschaltkontaktes gefunden. Das Hauptproblem liegt dabei in der Begrenzung von Kontaktprellungen auf der Ruheseite. Die Prellneigung kann man nur bei einem entsprechend hohen Kontaktdruck vermindern. Wird der Kontaktdruck aber mit Hilfe einer großen mechanischen Vorspannung der Mittelzunge erzeugt, dann sinkt die Ansprechempfindlichkeit des Relais stark ab, weil die Vorspannung während des gesamten Anzugsvorgangs als Rückstellkraft wirksam ist.

Beim FRK-Umschaltkontakt hat man diesen Nachteil durch Ausbildung der Ruheseite als Permanentmagnet vermieden. Im Ruhezustand hält der Fluß dieses Magneten die Mittelfeder mit einer als Kontaktdruck wirkenden Kraft. Ein von außen mit

Bild 1. Aufbau der Flachreedkontakte; Arbeitskontakt (oben) und Umschaltkontakt (unten)

Hilfe der Magnetwicklung zugeführter Fluß hebt den Fluß des Dauermagneten auf und bewirkt das Schließen des Arbeitskontaktes.

Die relativ hohe Kontaktbelastbarkeit des FRK von 30 W läßt vielseitige Anwendungen zu. Dabei dürfen 220 V Wechselspannung beziehungsweise 150 V Gleichspannung und 0,5 A bei induktionsfreier Last nicht überschritten werden. Der Kontaktübergangswiderstand ist < 80 mOhm, der Isolationswiderstand $> 10^{11}$ Ohm, die Lebensdauer bei 0,5 A Schaltstrom beträgt 10^7 Schaltspiele, bei Leerlauf oder sehr geringer Kontaktbelastung sind sogar 10^9 fehlerfreie Betätigungen zu erwarten. *Gu.*

E. SPINDLER

Yagiantennen als Spezialfall allgemeiner längsstrahlender Strukturen

DK 621.396.67.3

1. Einleitung

Mit der Erschließung der VHF- und UHF-Bereiche durch die Einführung des UKW-Rundfunks und des Fernsehens sowie durch das Vordringen des Amateurfunks zu immer höheren Frequenzen wurden im Laufe der Zeit eine Vielzahl von Antennen, besonders für die Empfangstechnik, bekannt. Die Antennentypen wurden bisher meist von speziellen Gesichtspunkten aus betrachtet, und so trat oft der Fall ein, daß bestimmten Antennen Eigenschaften zugeschrieben wurden, die sie gar nicht aufweisen, weil von einem Spezialfall ohne weiteres auf das allgemeine Verhalten geschlossen wurde. Besonders auch bei den Yagiantennen findet man oft widersprechende und teilweise sogar falsche Interpretationen.

Die Antennentechnik ist ein kompliziertes Spezialgebiet der allgemeinen HF-Technik, auch wenn man das den Antennen bei oberflächlicher Betrachtung zunächst nicht ansieht. Für den Praktiker und auch für viele Amateure ist es daher nicht leicht, sich bei der Vielzahl der bekannten Antennentypen zurechtzufinden und für jeden Anwendungszweck die richtige Antenne auszuwählen. Auch Neuheiten auf diesem Gebiet werden nicht immer richtig eingeschätzt. Aufgabe dieses Beitrages soll es daher sein, die Vielzahl von Antennentypen auf ein Grundsystem zurückzuführen, aus dem die Spezialtypen mit ihren besonderen Eigenschaften ohne weiteres abzuleiten sind, wenn man die wenigen, aber wichtigen Kennzeichen beachet. Neuheiten können dann auch besser beurteilt und eingeordnet werden.

Die Dimensionierung von Antennen, besonders von relativ großen Typen, ist mit erheblichem Aufwand, sowohl mathematischer als auch meßtechnischer Art, verbunden. Oft findet man „Rezepte" zur Dimensionierung von Antennen, die zum Teil sehr fragwürdig sind, und nach vielen Erfahrungen halten die Antennen nicht, was für sie an Eigenschaften versprochen wurde. Zwar ist fast jede Antenne, bei der eine Reihe Grundregeln als Mindestforderungen beachtet wurde, irgendwie zur Funktion zu bringen, wirkliche Optimalwerte sind jedoch nur mit entsprechend hohem mathematisch-meßtechnischem Dimensionierungsaufwand zu erreichen.

Es sei aber besonders darauf hingewiesen, daß es „Wunderantennen" nicht gibt. Jeder Antennenkonstruktion liegen Gesetzmäßigkeiten zugrunde, bei deren genauer Beachtung keine weitere Verbesserung der Eigenschaften mehr möglich ist. Auf diese Fragen soll hier jedoch nicht näher eingegangen werden. Außerdem erfolgt eine Beschränkung auf längsstrahlende Antennen mit überwiegender Strahlungskopplung. Besonders wird dabei auf Yagiantennen eingegangen, die in den bisher genutzten VHF- und UHF-Bereichen die größte Bedeutung als Empfangsantennen für Rundfunk und Fernsehen haben, da mit ihnen bei geringstem Aufwand ein optimales Empfangsergebnis möglich ist, und zwar bei praxisgerechten Eigenschaften.

2. Allgemeines

Alle im folgenden betrachteten Antennen sind reziprok, das heißt, es ist gleichgültig, ob sie als Sende- oder Empfangsantennen betrachtet oder betrieben werden. Die Eigenschaften sind in beiden Fällen sinngemäß gleich, die jeweilige Betrachtungsweise wird von der erreichbaren Anschaulichkeit bestimmt.

Der Begriff Längsstrahler kennzeichnet bei Richtantennen die Lage der Hauptstrahlungsrichtung (Hauptempfangsrichtung) in bezug auf die mechanische Ausdehnung der Antenne. Die Hauptstrahlungsrichtung stimmt hier also mit der Richtung der größten Ausdehnung (Längsausdehnung) der Antenne überein. Der Vorteil der Längsstrahler besteht gegenüber anderen Antennenarten in der Hauptsache darin, daß der mechanische Aufbau, besonders auch die tragende Konstruktion, relativ einfach ist. Bei den strahlungsgekoppelten Typen entfallen außerdem auch die beispielsweise bei Querstrahlern erforderlichen Verbindungsleitungen. Aus diesen guten mechanischen Eigenschaften ergeben sich relativ niedrige Kosten bei guten elektrischen Eigenschaften, für die sich weitgehende Forderungen realisieren lassen.

Außer den bekannten linear polarisierten Typen (Yagiantennen), die vor allem als Empfangsantennen im VHF- und UHF-Bereich verwendet werden, findet man Längsstrahler für verschiedene Polarisationsarten in der kommerziellen Technik. Im VHF- und UHF-Bereich sind das außer den normalen Yagiantennen zum Beispiel Kreuzyagis, Helical- und Cubical-Quad-Antennen. Kreis-, elliptisch- oder kreuzpolarisierte Antennen sind in der Satellitentechnik erforderlich, auch erfreuen sich solche Antennen bei Amateuren großer Beliebtheit, da auch in diesem Fall die Polarisation meist nicht bekannt ist oder Veränderungen unterworfen sein kann. In den höheren Frequenzbereichen haben dagegen die dielektrischen Längsstrahler Bedeutung (zum Beispiel Stielstrahler), die man ebenfalls in den hier betrachteten Rahmen einordnen kann. Auf diese Antennen wird jedoch hier nicht näher eingegangen, sondern nur auf metallische Strukturen für den VHF- und UHF-Bereich. Die Speisung der Antenne erfolgt meist an einem Element. Handelt es sich dabei um einen Dipol, spricht man vom gespeisten Dipol. Besonders bei Breitbandausführungen können aber auch Dipol s y s t e m e gespeist werden. Hauptsächlich sind die Elemente jedoch durch die Strahlung (genauer durch das Nahfeld der Antenne) miteinander verkoppelt.

Bis auf wenige Ausnahmen handelt es sich bei den Längsstrahlern um symmetrische Antennen, die dementsprechend auch symmetrisch gespeist werden müssen. Unsymmetrische Speisung durch Koaxialkabel ist bei einigen Erregersystemen auch bei symmetrischen Antennen möglich. Ein Spezialfall von Yagiantennen ist mit der unsymmetrischen Ausführung beispielsweise bei Flugzeugen zu finden. Dabei wirkt meist der Flugzeugrumpf oder eine andere große Fläche als Spiegelfläche.

Zunächst soll als einfachster Fall die Berechnungsmöglichkeit von linear polarisierten Yagiantennen allgemein betrachtet werden (für andere relativ kleine Antennentypen gelten die Betrachtungen sinngemäß).

Die kleinste derartige Antenne hat einen gespeisten Dipol und einen strahlungsgekoppelten Reflektor, ist also eine 2-Element-Antenne. Bei der Berechnung nimmt man den gespeisten Dipol grundsätzlich als gestreckten Halbwellendipol an.

Die Strahlungseigenschaften bleiben bei den modifizierten Halbwellendipolen näherungsweise erhalten, die Impedanz läßt sich dagegen in weiten Grenzen ändern und den praktisch geforderten Werten entsprechend dimensionieren, zum Beispiel bei Verwendung von Faltdipolen und mehrfach gefalteten Dipolen oder mit Hilfe der T- und Δ-Anpassung.

Die räumliche Anordnung von Dipolen in Verbindung mit ihrer Erregung nach Amplitude und Phase sowie die Stromverteilung auf den Elementen bestimmen ganz allgemein sowohl die Impedanz- als auch die Strahlungseigenschaften einer Antenne. Es ist dabei durchaus zu erreichen, daß die optimalen Werte beider Haupteigenschaften zugleich verwirklicht werden können. Wichtiger sind jedoch die Strahlungseigenschaften, da sich die Impedanzeigenschaften ohne Beeinflussung der Strahlungseigenschaften durch zusätzliche Maßnahmen in weiten Grenzen variieren lassen.

Die Dipoleigenschaften werden von verschiedenen Parametern bestimmt. Das sind vor allem der Wellenwiderstand des Dipols, der bei Stäben mit rundem Querschnitt auch oft durch das Verhältnis $\frac{d}{\lambda}$ (d = Durchmesser) ausgedrückt wird, und die Resonanz- und Betriebsfrequenz, die man oft durch das Verhältnis $\frac{l}{\lambda}$ (l = Dipollänge) darstellt. Mit diesen Parametern liegen die Eigenschaften (Impedanzortskurve und Strahlungsdiagramm) eines Dipols fest.

Im Fall der betrachteten 2-Element-Antenne ist das Zusammenwirken beider Dipole zu betrachten. Der Reflektor wird dabei vom gespeisten Dipol erregt. Bei Betrachtung der Impedanz liegt zunächst die Impedanz des gespeisten Dipols am Speisepunkt vor. Auf diesen Punkt wird dann die Impedanz des Reflektors über das Nahfeld der Antenne transformiert; es handelt sich dabei um eine Gegenimpedanz. Der resultierende Widerstand am Speisepunkt ist dann der Fußpunktwiderstand. Er ist also von der Impedanz der beiden Dipole und der gegenseitigen Kopplung zwischen Dipol und Reflektor, die durch $\frac{a}{\lambda}$ (a = Abstand der Dipole) ausgedrückt werden kann, bestimmt. Alle diese Parameter sind natürlich frequenzabhängig, da überall λ erscheint.

Das Strahlungsdiagramm ergibt sich durch lineare Überlagerung der Strahlungsanteile der Elemente in Abhängigkeit von

den Strahlungsrichtungen. Die einzelnen Strahlungsanteile sind dabei aus den Impedanzverhältnissen und der gegenseitigen Kopplung zu ermitteln. Aus den Impedanzeigenschaften und dem Strahlungsdiagramm ergeben sich alle anderen Eigenschaften einer Antenne entsprechend den Definitionen. Es ist schon aus dieser prinzipiellen Kurzbetrachtung ersichtlich, daß der mathematische Aufwand zur Dimensionierung einer 2-Element-Yagiantenne, bedingt durch die Vielzahl der Parameter und besonders durch die Frequenzabhängigkeit dieser Parameter, bereits sehr hoch ist. Der Aufwand vervielfacht sich noch bei mehr als zwei Elementen. Bei drei Elementen sind außer den Impedanzen der Elemente die Gegenimpedanzen zwischen gespeistem Dipol und Reflektor, gespeistem Dipol und Direktor und zwischen Direktor und Reflektor zu beachten. Allgemein muß man also bei vielen Elementen die Impedanz jedes Elementes und die Gegenimpedanz jedes Elementes zu jedem anderen berechnen, wobei alle Elemente immer gegenseitig gekoppelt sind.

Aus diesen Betrachtungen ist zu ersehen, daß 2-Element-Antennen recht genau in allen Varianten bei vertretbarem Aufwand berechenbar sind. Bei drei bis fünf Elementen steigt der Aufwand jedoch so stark an, daß eine Berechnung nur unter bestimmten Voraussetzungen (sich wiederholende oder teilweise gleiche Parameter) vertretbar ist; der Einsatz von Computern ist dabei zweckmäßig. Antennen mit mehr als fünf Elementen sind nach dieser Methode nicht mehr wirtschaftlich zu berechnen, da der Aufwand zu groß ist. Auch der Einsatz sehr schneller Computer ist dann nicht mehr sinnvoll. Die Dimensionierung erfolgte bisher durch sukzessive Approximation an die geforderten Eigenschaften der Antenne auf Grund von Messungen (cut and try).

Die Berechnung von Yagiantennen mit vielen Elementen muß wegen der erläuterten Zusammenhänge mit einer anderen, geeigneteren Methode erfolgen. Ein solches Prinzip soll im folgenden kurz erläutert werden, ohne dabei in diesem Rahmen auf Details oder die mathematische Behandlung einzugehen.

Der Weg zur Lösung dieses Problems ist die Betrachtung von Yagiantennen als Spezialfall einer allgemeinen Oberflächenwellenantenne. Es ist dabei erforderlich, zunächst die allgemeinen Zusammenhänge bei Oberflächenwellenleitern und Oberflächenwellenantennen zu betrachten.

Wird elektromagnetische Energie entlang der Grenzfläche zweier Medien fortgeleitet, so spricht man in diesem Zusammenhang von einer Oberflächenwelle. Das eine Medium ist dabei meist Luft, das andere beispielsweise ein Dielektrikum. Kennzeichnend für eine solche Oberflächenwelle ist dabei der Wellentyp (Verlauf der elektrischen E- und der magnetischen H-Feldlinien) und die Phasengeschwindigkeit (Ausbreitungsgeschwindigkeit) der Welle. Im Gegensatz zu einer ebenen Welle ist bei den Oberflächenwellen eine E-Komponente auch in der Ausbreitungsrichtung vorhanden. Bei der Phasengeschwindigkeit von Oberflächenwellen unterscheidet man grundsätzlich zwei Fälle, einmal eine Phasengeschwindigkeit, die größer als die Lichtgeschwindigkeit ist, und zum anderen eine Phasengeschwindigkeit, die kleiner als die Lichtgeschwindigkeit ist. Oberflächenwellen mit einer Phasengeschwindigkeit, die größer als die Lichtgeschwindigkeit ist, werden als ungebundene Wellen (leaky waves) bezeichnet. Sie sind zur Energiefortleitung nicht geeignet, da entlang der Grenzfläche der zwei Medien eine schräge Energieabstrahlung erfolgt. Sie haben aber bei einigen Antennentypen Bedeutung, auf die jedoch in diesem Rahmen nicht eingegangen wird. Oberflächenwellen mit einer Phasengeschwindigkeit, die kleiner als die Lichtgeschwindigkeit ist, sind dagegen zur verlustarmen Energiefortleitung geeignet. Sie werden als gebundene oder geführte Wellen (trapped waves) bezeichnet, da entlang einer homogenen Grenzfläche keine Abstrahlung erfolgt. Als Anwendungsbeispiel sei die Goubau-Leitung genannt. Diese Oberflächenwellen haben auch besonders für längsstrahlende Antennen eine große Bedeutung, und diese Strukturen sollen in diesem Beitrag betrachtet werden.

Bei der zweckentsprechenden Anregung einer Oberflächenwelle erfolgt die Energiefortleitung in geringer Entfernung von der Grenzfläche der zwei Medien. Für Antennen ist besonders eine Oberflächenwelle mit einem Wellentyp ähnlich der H_{10}-Welle im rechteckigen Hohlleiter, jedoch mit zusätzlicher E-Komponente in Ausbreitungsrichtung geeignet. Diese Wellenform wird häufig als Dipoltyp bezeichnet, da sie von einem senkrecht zur Oberfläche des Wellenleiters angeordneten Dipol angeregt werden kann.

Eine Oberflächenwelle ergibt, wie schon erwähnt, zunächst keine Abstrahlung von Energie. Sie entsteht erst beim Vorhandensein von Unregelmäßigkeiten der wellenführenden Struktur. Bei Antennen ist das in der Hauptsache das Antennenende. Die in dieser Richtung sich ausbreitende Oberflächenwelle wird dort zum Teil abgestrahlt, zum Teil reflektiert. Die reflektierte Welle läuft auf der Struktur zurück und erzeugt damit eine stehende Welle auf dem Wellenleiter. Diese stehende Welle wird dann ebenfalls abgestrahlt.

Oberflächenwellenantennen beziehungsweise längsstrahlende Antennen, wie sie im folgenden betrachtet werden, können grundsätzlich in drei Zonen oder Wirkungsgebiete gegliedert werden (Bild 1). Die 1. Zone, das Erregersystem oder Strahlungszentrum, dient zur Anregung

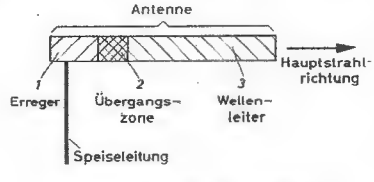


Bild 1. Gliederung von längsstrahlenden Antennen in drei Zonen

der Oberflächenwelle und zur Vorbündelung der Strahlung. Die Energie wird dabei im Sendefall über die Speiseleitung diesem Strahlungssystem zugeführt, es erfolgt praktisch eine Wellentypwandlung von der Leitungswelle zur geeigneten Wellenform vom Dipoltyp für den Oberflächenwellenleiter.

Die 2. Zone, die Übergangszone, hat die Aufgabe, eine optimale Ankopplung von Zone *1* an Zone *3* zu bewirken. Die 3. Zone, der Wellenleiter oder die wellenführende Struktur, soll die Energie führen, bündeln und abstrahlen, sie bestimmt im wesentlichen die Strahlungseigenschaften der gesamten Antenne wie Richtdiagramm und Gewinn.

3. Erregersysteme

Wie bereits erwähnt, geht vom Erregersystem die Strahlung aus. Den Begriff des Strahlungszentrums darf man jedoch nicht mit dem Begriff „Phasenzentrum" verwechseln. Über das Phasenzentrum ist in diesem Zusammenhang nichts ausgesagt. Die Erregersysteme sind relativ kleine, übliche Antennen, deren Dimensionierung keine Besonderheiten bietet. Man kann sie nach verschiedenen Gesichtspunkten klassifizieren.

In diesem Zusammenhang wird eine Unterscheidung nach der Polarisationsart, bei den hier speziell betrachteten linear polarisierten Typen außerdem nach Schmal- und Breitbandtypen, vorgenommen.

Zur Anregung einer zirkular polarisierten Welle eignet sich als Erregersystem besonders gut eine kleine Wendelantenne (helical-antenna) mit kreisförmiger Spirale (Bild 2). Bei der praktischen Dimensionierung wählt man den Umfang einer Windung üblicherweise mit etwa 1 λ. Die Eigenschaften dieses Systems werden hauptsächlich vom Umfang einer Windung, von der Anzahl der Windungen, der Länge des Systems und vom Drahtdurchmesser bestimmt. Grundsätzlich besteht die Möglichkeit, dieses Erregersystem mit einer oder zwei ineinandergeschachtelten Wendeln aufzubauen. Im ersten Fall ist der Kabelanschluß unsymmetrisch, das Koaxialkabel wird mit dem Außenleiter am Reflektorschirm verbunden, der Innenleiter geht auf die Wendel über. Im zwei-

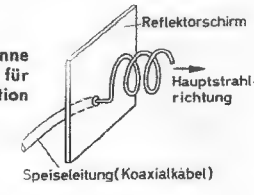


Bild 2. Wendelantenne als Erregersystem für zirkulare Polarisation

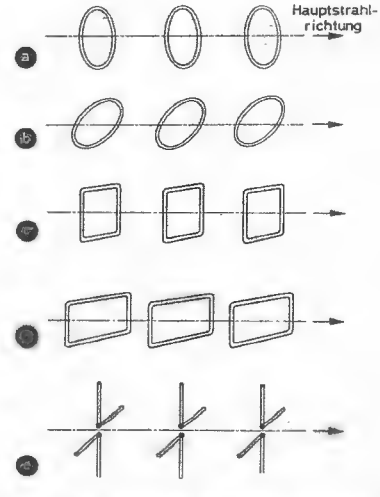


Bild 3. Erregersysteme für elliptische Polarisation und Kreuzpolarisation; a) Ringstrahler, b) elliptische Strahler, c) quadratische Rahmenstrahler, d) rechteckige Rahmenstrahler, e) Kreuzdipole

ten Fall werden die Wendeln so ineinandergeschachtelt, daß die Anfänge beider Wendeln um eine halbe Windung gegeneinander versetzt sind. Diese Ausführung hat dann einen symmetrischen Kabelanschluß, die Anfänge beider Wendeln werden mit je einem Leiter einer symmetrischen Paralleldrahtleitung verbunden.

Zur Anregung von elliptisch- oder kreuzpolarisierten Wellen sind zum Beispiel die

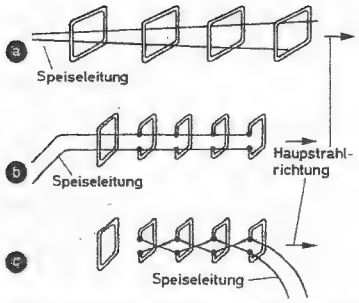


Bild 4. Speisemöglichkeiten der Erregersysteme nach Bild 3 am Beispiel nach Bild 3c; a) Gabelspeisung (Strahlungskopplung), b) Fußpunktspeisung mit paralleler Speiseleitung, c) Fußpunktspeisung mit gekreuzter Speiseleitung zwischen jedem Strahler

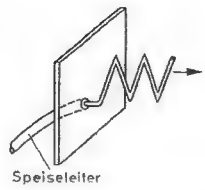


Bild 5. Linear polarisiertes Erregersystem mit unsymmetrischer Speisung (Zick-Zack-Antenne)

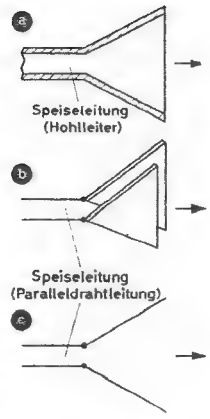
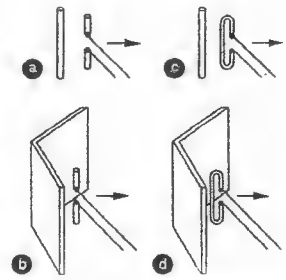


Bild 6. Zusammenhang zwischen Hornstrahler (a), offener Hornantenne (b) und V-Drahtantenne (Gabelkoppler, c) ▶

Bild 7. Erregersysteme für Schmalbandanwendungen mit Dipolen als Grundelement; a) λ/2-Dipol mit Reflektor, b) λ/2-Dipol mit Reflektorwand, c) Faltdipol mit Reflektor, d) Faltdipol mit Reflektorwand ▶



im Bild 3 dargestellten Systeme geeignet. Die Dimensionierung richtet sich nach den geforderten Eigenschaften. Bei den Systemen nach den Bildern 3a bis 3d läßt sich auch zirkulare Polarisation als Spezialfall erreichen. Ebenso gehen natürlich die Systeme für lineare Polarisation auch als Spezialfall aus diesen Systemen nach Bild 3 hervor.

Die Anzahl der verwendeten Grundstrahlerelemente wird in der Hauptsache von der geforderten Bandbreite bestimmt. Für Schmalbandanwendung wird meist nur ein Element gespeist. Das in den Darstellungen nach Bild 3 am jeweils weitesten links liegende Grundstrahlerelement wird dabei als strahlungsgekoppelter Reflektor betrieben, das gespeiste Element befindet sich als nächstes vor dem Reflektor.

Die Speisung dieser Erregersysteme muß dem Aufbau entsprechend symmetrisch erfolgen. Einige Beispiele für die Speisung zeigt Bild 4.

Dabei werden quadratische Rahmenstrahler als Grundelemente betrachtet. Diese Verhältnisse können aber sinngemäß auch auf andere Grundstrahler übertragen werden. Bild 4a zeigt die Speisung für den Fall, in dem die Speiseleitung in eine Gabel übergeht, die dann das Erregersystem speist. Die Speisung erfolgt dabei durch Strahlungskopplung. Bei diesem Speisesystem ist die Verwandtschaft zum Gabelkoppler bei Goubau-Leitungen gut erkennbar. Bild 4b zeigt die Speisung der einzelnen Grundelemente am Fußpunkt der Elemente durch eine parallele Leitung. Meist wird das linke Grundelement nicht mitgespeist (Reflektorwirkung). Der einfachste Fall eines solchen Erregersystems besteht aus einem gespeisten Grundelement und dem Reflektor (strahlungsgekoppelt). Dieser Aufbau sowie der nach Bild 4b wird meist für Schmalbandanwendungen gewählt. Zu beachten ist dabei die Lage des Speisepunktes des gesamten Systems in Verbindung mit der Hauptstrahlungsrichtung.

Eine Speisung nach Bild 4c ist besonders für Breitbandanwendungen gut geeignet. Die Speisung erfolgt dabei über eine nach jedem Grundelement gekreuzte Leitung, das linke Grundelement wird auch in diesem Fall meist als strahlungsgekoppelter Reflektor betrieben. Zu beachten ist die entgegengesetzte Lage des Speisepunktes für das gesamte System in Verbindung mit der Hauptstrahlrichtung.

In der Empfangsantennentechnik für Rundfunk und Fernsehen haben gegenwärtig ausschließlich linear polarisierte Antennen Bedeutung, da auch alle bestehenden Sendeantennen linear polarisiert sind und Veränderungen der Polarisation während der Ausbreitung praktisch kaum vorkommen. Die linear polarisierten Erregersysteme ergeben sich, wie bereits erwähnt, als Spezialfall aus den allgemeinen Strukturen, wenn man bei den verschiedenen Ausführungen beispielsweise eine der räumlichen Ausdehnungen gegen Null gehen läßt. Grundsätzlich erhält man dabei als Elementarstrahler die verschiedenen Dipolformen und ihre modifizierten Typen. Am Beispiel der Wendelantenne mit unsymmetrischer Speisung sei dies nochmals erläutert. Behält man bei einer Wendelantenne nach Bild 2 die Längs- und Höhenausdehnung bei und läßt die Breitenausdehnung gegen Null gehen, so erhält man ein linear polarisiertes Erregersystem, das als Zick-Zack-Antenne bekannt ist (Bild 5).

Interessant sind in diesem Zusammenhang auch die aus dem speziell in der Höchstfrequenztechnik angewandten Hornstrahler abgeleiteten Erregersysteme. Diese Ableitungen veranschaulicht Bild 6.

Der offene Hornstrahler nach Bild 6b mit einer Kantenlänge von mehreren Wellenlängen und die V-Antenne (Bild 6c) mit einer Drahtlänge von mehreren Wellenlängen sind in der Praxis besonders bei Amateuren bekannt. Diese Erreger sind besonders für Breitbandanwendungen geeignet.

Die Entstehung der Dipolerregersysteme wurde bereits angedeutet, die wichtigsten sollen im folgenden zusammengestellt und erläutert werden. Als einfachsten Fall erhält man den gestreckten λ/2-Dipol mit einem Reflektorelement (Bild 7a). Weitere Reflektoren können in bekannter Weise als Reflektorwand angeordnet werden. Eine sehr dichte Belegung führt schließlich zur homogenen Reflektorwand aus gut leitendem Metall oder engmaschigem Draht (Bild 7b). In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, daß im allgemeinen ebene Reflektorwände alle gestellten Anforderungen erfüllen. Parabolförmige (zylinder- oder rotationsparabolförmige) Reflektoren sind nur sinnvoll, wenn sie mehrere Wellenlängen groß sind.

Bei Empfangsantennen für Rundfunk und Fernsehen wird aus Impedanzgründen meist der Faltdipol als gespeistes Element benutzt (Bilder 7c und 7d). Auch die praktische Anwendung anderer modifizierter λ/2-Dipole (mit T-, H- oder Delta-Anpassung) ist bekannt.

Diese einfachen Erregersysteme haben den Nachteil, daß ihre relative Bandbreite oft zu klein ist. Bei größeren geforderten Bandbreiten sind beispielsweise die in den Bildern 8a bis 8f dargestellten und weitere, daraus abzuleitende Systeme besser geeignet. Bild 8a zeigt eine kleine Yagiantenne mit 4 Elementen. Ein solches System kann so dimensioniert werden, daß eine Strahlungskompensation eintritt und damit Breitbandanwendung möglich ist. Diese Dimensionierung ist in der Hauptsache für die Impedanz vorzunehmen, die Strahlungseigenschaften sind von untergeordneter Bedeutung, da sie bei den hier betrachteten Antennen in erster Linie vom Wellenleitersystem bestimmt werden und das betrachtete 4-Element-Yagisystem nur die Funktion des Erregers erfüllen muß. Mit dem System nach Bild 8a ist eine relative Bandbreite von etwa 30 % zu erreichen. Das besondere Kennzeichen einer solchen Antenne ist, daß der dem gespeisten Dipol benachbarte Direktor meist mit seiner Eigenresonanzfrequenz an der oberen Frequenzbereichsgrenze oder sogar wesentlich darüber liegt (relativ kurzer Stab – starke kapazitive Belastung) und mit dem gespeisten Dipol meist sehr fest gekoppelt ist (kurzer Abstand). Natürlich muß dabei außerdem die Gesamtheit der Wirkungen aller Elemente optimal aufeinander abgestimmt sein. Mit einem Erregersystem nach Bild 8a lassen sich Breitbandantennen für den gesamten Fernsehbereich III oder IV oder V dimensionieren. Im allgemeinen werden Halbwellenfaltdipole als gespeiste Strahler benutzt, da sich dann der zugrunde gelegte Fußpunktwiderstand der gesamten Antenne von 240 Ohm gut realisieren läßt.

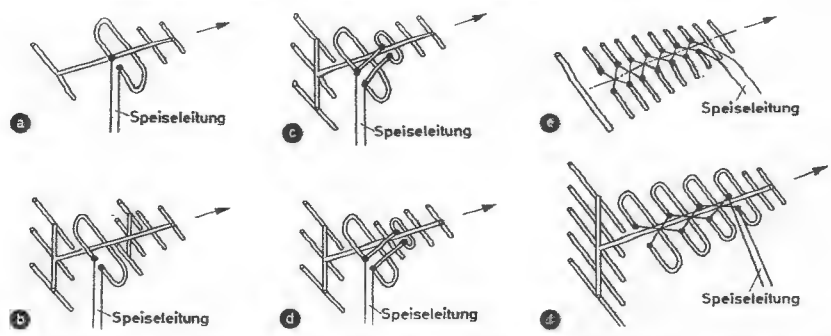


Bild 8. Erregersysteme für Breitbandanwendungen mit λ/2-Dipolen als Grundelement; a) einfaches kompensiertes Yagisystem, b) vom kompensierten Yagisystem abgeleitetes Erregersystem mit Kompensationselementen in mehreren Ebenen, c), d) gemischt strahlungs- und leitungsgekoppelte Dipolsysteme, e) Erregersystem mit gestreckten λ/2-Dipolen nach dem logarithmisch-periodischen Prinzip, f) Erregersystem mit Faltdipolen nach dem logarithmisch-periodischen Prinzip

Ist die geforderte Bandbreite größer als 30 %, so sind die in den Bildern 8b bis 8f dargestellten oder daraus abgeleiteten Erregersysteme zu verwenden.

Bild 8b zeigt eine wirksamere Strahlungskompensation, die mit Kompensationselementen in mehreren Ebenen durch vielfältige Dimensionierungsmöglichkeiten zu erhalten ist.

Die mit einem solchen System erreichbare Bandbreite beträgt etwa 50 % und genügt für den gesamten Bereich IV/V.

Die Bilder 8c und 8d zeigen je ein System mit gemischter Strahlungs- und Leitungskopplung. Die zwei angegebenen Direktoren vor den gespeisten Strahlern können bei geeigneter Dimensionierung beim Erregersystem entfallen. Die starke Kopplung der beiden gespeisten Strahler in Verbindung mit verschiedenen Eigenresonanzfrequenzen und sonstigen Dipoleigenschaften ergeben in der Gesamtheit ein Verhalten, das denen mehrkreisiger Bandfilter entsprechender Dimensionierung ähnlich ist.

Bild 8d unterscheidet sich von Bild 8c nur durch ein weiteres Koppelelement zwischen den gespeisten Strahlern, das bei speziellen Anforderungen prinzipiell auch durch mehrere, verschieden dimensionierte Elemente ersetzt werden kann. Die erreichbare relative Bandbreite solcher Systeme ist ebenfalls etwa 50 %.

Bild 8e zeigt ein Erregersystem, das bei dem angegebenen schematischen Aufbau beispielsweise nach dem logarithmisch-periodischen Prinzip dimensioniert werden kann. In diesem Falle ist die erreichbare Bandbreite theoretisch unbegrenzt, sie wird nur von mechanischen Gesichtspunkten und im Zusammenhang mit den anderen Teilstrukturen einer Antenne bestimmt. Nachteilig ist bei Empfangsantennen oft der mit gestreckten $\lambda/2$-Dipolen als Grundelement auftretende, relativ niedrige Fußpunktwiderstand des Systems, der eine Symmetrierung und Speisung über Koaxialkabel erfordert. Den Fußpunktwiderstand eines derartigen Erregersystems kann man durch Anwendung modifizierter Halbwellendipole jedoch in weiten Grenzen verändern. Ein Beispiel mit Faltdipolen zeigt das Bild 8f. Mit diesem Aufbau ist der übliche Wert des Fußpunktwiderstandes von 240 Ohm ohne weiteres zu erreichen. Bei den modifizierten Strahlertypen mit Faltdipolen wird allerdings die ursprünglich unbegrenzte Bandbreite auf eine relative Bandbreite von etwa 110 bis 120 % eingeschränkt. Dieser sehr große Wert reicht jedoch für alle praktischen Anwendungsfälle in der Empfangsantennentechnik völlig aus und wird kaum in Anspruch genommen. Mit einem solchen Erregersystem wäre zum Beispiel eine Breitbandantenne für alle in der Welt existierenden Fernsehnormen im gesamten in Frage kommenden UHF-Bereich zu dimensionieren. Durch das an sich schon sehr große Vor-Rück-Verhältnis solcher Erreger lassen sich in Verbindung mit einer aperiodischen Reflektorwand überdurchschnittlich hohe Werte ($\geqq$ 40 dB) erreichen.

In diesem Zusammenhang sei kurz erwähnt, daß es natürlich auch möglich ist, allgemeine logarithmisch-periodische Antennen in ihren verschiedenen Bauformen und Dimensionierungsmöglichkeiten als Erreger in einer der hier betrachteten Antennen zu verwenden.

(Fortsetzung folgt)

Weitere Reiseempfänger der neuen Saison

Grundig

Grundig stellte zwei neue, universell verwendbare Modelle vor.

Music-Boy Universal

Der „Music-Boy Universal" (UML, 10 Transistoren, 7/10 Kreise) ist hinsichtlich seiner Stromversorgung und seiner Verwendbarkeit im Auto ein Universalgerät. Neben der Ferritantenne und der Teleskopantenne hat das Gerät einen besonderen Auto-Antenneneingang mit Variometerabstimmung. Die transformatorfrei aufgebaute Endleistungsstufe ist mit Komplementärtransistoren bestückt und gibt 1,5 W an den 14 cm großen Ovallautsprecher ab. Eine Schaltbuchse erlaubt den Anschluß eines Kleinhörers oder Zusatzlautsprechers. Zur Stromversorgung sind wahlweise einsetzbar: zwei 4,5-V-Flachbatterien, eine 9-V-Blockbatterie oder der Netzteil „TN 12 Universal". An der Buchse für äußere Stromquellen läßt sich die Verbindung zu einer 6-V-Autobatterie herstellen. Auch der Netzteil „TN 12" ist hier anschließbar, falls man die Batterien nicht aus dem Empfänger herausnehmen möchte. Die Skala und alle Bedienungsorgane, zu denen auch eine Umschalttaste für Autobetrieb zählt, sind auf der Oberseite des Gerätes angeordnet. Abmessungen 28 cm × 17 cm × 7 cm, Gewicht 2,2 kg (m. B.).

Elite-Boy 206

Der „Elite-Boy" weist in seiner neuesten Ausführung ein etwas größeres, moderner gestaltetes Gehäuse auf. Auch die technische Ausstattung wurde weiterentwickelt. Die KW-Bandspreizung dieses Vierbereichsupers ist jetzt für das 41- und 49-m-Band ausgelegt. Die Ausgangsleistung der transformatorfrei aufgebauten Endstufe wurde auf 1,5 W erhöht. Eine der nunmehr sechs runden Drucktasten erlaubt die separate Ein/Ausschaltung unabhängig von den Reglern. Abmessungen 30 cm × 20 cm × 9 cm, Gewicht 2,7 kg (m. B.).

*

Die für die beiden neuen Empfänger lieferbare Universal-Autohalterung ist in der Breite verstellbar und paßt auch für die älteren Ausführungen der Geräte „Elite-Boy 202/203/205". Durch ein zusätzlich erhältliches Sicherungsschloß kann der eingeschobene Empfänger vor Diebstahl geschützt werden. Für die Stromversorgung des Gerätes aus der Wagenbatterie dient das Anschlußkabel „381/6 V". Zum Anschluß an 12-V-Bordnetze gibt es den Autoadapter „386".

Der erst zur Funkausstellung in weiterentwickelter Ausführung erschienene „Prima-Boy" mit Kurz-, Mittel- und UKW-Bereich wurde unverändert in die neue Saison übernommen. Lediglich die Form des Tragegriffs änderte sich geringfügig. Als Paralleltyp kommt der „Prima-Boy LW" hinzu. Bei dieser Variante ist das handliche Drucktastengerät mit einem leistungsstarken Langwellenbereich an Stelle des gespreizten 49-m-KW-Bandes ausgestattet. Beide Geräte sind für batteriesparenden Heimbetrieb in Verbindung mit dem Netzteil „TN 12" geeignet.

Unverändert bleibt auch der Zweibereich-Reisesuper „Record-Boy 206". Ihren festen Platz im neuen Angebot haben nach wie vor die großen Reisegeräte der Welt-Spitzenklasse „Ocean-Boy" und „Satellit" mit sieben beziehungsweise dreizehn Wellenbereichen.

Nordmende

Transita-automatic S

Als Nachfolgetyp des Kombinationssupers „Transita-automatic" (UKML, 7/13 Kreise, 10 Trans + 6 Halbleiterdioden + 2 Se-Stabi, automatische UKW-Scharfabstimmung) erschien der „Transita-automatic S". Die bewährte technische Konzeption wurde beibehalten, desgleichen die Rechteckform des Empfängers. Als Neuerung erhielt das Gerät eine Sparschaltung, die mit dem Lautstärkeregler kombiniert ist; die Lebensdauer der Batterie kann damit beträchtlich erhöht werden. Der Empfänger läßt sich ebenso wie der auslaufende Typ über eine diebstahlgesicherte Autohalterung aus der 6/12-V-Autobatterie in jedem Fahrzeug betreiben.

Philips

Das unter dem Namen „Violette" bekannte kleine Gerät (UML) erhielt eine neue Typenbezeichnung, und zwar „Fleurette". Technische Änderungen wurden nicht vorgenommen. Die Typennummer ist L 1 W 62 T.

Schaub-Lorenz

Sieben verschiedene Koffergerätetypen werden jetzt von *Schaub-Lorenz* angeboten. Über den „Touring 70 Universal" wurde bereits im Heft 1/1966, S. 29, berichtet, desgleichen im Heft 1/1966, S. 15–18 über den „Intercontinental".

Touring 70 Luxus

Zu den Spitzengeräten zählt der neue „Touring 70 Luxus". Die Abstimmung der Sender erfolgt mit Hilfe von Kapazitätsvariationsdioden. Zwei FM-Sender können auf Stationstasten fest eingestellt werden. Die optimale Sendereinstellung ist an einer separaten Abstimmanzeige (Mikroamperemeter) zu kontrollieren. Das gleiche Instrument zeigt auch den Ladezustand der Batterien an. Dem KW-Bereich wird durch zwei gespreizte KW-Bänder (5,8 ... 6,3 MHz und 6,8 ... 16 MHz) Rechnung getragen, wobei die Sendereinstellung durch eine Kurzwellenlupe erleichtert ist. Die AM-Bandbreite des Empfängers ist umschaltbar. Weitere technische Daten: U2KML, 14 Trans + 10 Halbleiterdioden, 12 Drucktasten, getrennte Tiefen- und Höhenregler, Gegentakt-Endstufe 2,5 W bei Koffer- und 6 W bei Autobetrieb, 1 Lautsprecher 18 cm × 13 cm, Ferritantenne, 2 Teleskopantennen für U und K, Rahmenantenne für K, Anschlüsse für TA/TB, Autohalterung, Autoantenne, Kleinhörer und zur Stromversorgung eines Kassetten-Abspielgerätes, Stromversorgung aus Batterien 7,5 V oder aus Autobatterie 6/12 V (die bei 12 V zur Spannungsstabilisierung erforderliche Zenerdiode ist in der Autohalterung untergebracht) oder über zusätzlichen Netzteil, Abmessungen 32,5 cm × 19 cm × 9 cm, Gewicht 3,7 kg (m. B.). Den Empfänger (kaschiertes Polystyrolgehäuse) gibt es in verschiedenen Farben; eine Sonderausführung im Edelholzgehäuse (Nußbaum natur, matt) hat die Bezeichnung „Touring 70 Luxus H".

Weekend 70 Automatik

UKML, 7/11 Kreise, 9 Trans + 8 Halbleiterdioden, automatische UKW-Scharfabstimmung, 6 Drucktasten, getrennte Tiefen- und Höhenregler, Gegentakt-Endstufe 1 W bei Koffer- und 2,5 W bei Autobetrieb, 1 Lautsprecher 15 cm × 9 cm, Ferritantenne, 2 Teleskopantennen für U und K, Anschlüsse für Autohalterung, Autoantenne und Kleinhörer, Stromversorgung aus Batterien 6 V oder aus Autobatterie 6/12 V (die bei 12 V zur Spannungsstabilisierung erforderliche Zenerdiode ist in der Autohalterung eingebaut) oder über zusätzlichen Netzteil, Abmessungen 28 cm × 17 cm × 8 cm, Gewicht 2,5 kg (m. B.).

Polo 70 K

UKM (K = gespreizte Europabänder 41 bis 49 m), 6/9 Kreise, 9 Trans + 3 Halbleiterdioden + 1 Selengleichrichter, 4 Drucktasten, Sprache/Musik-Taste, Gegentakt-Endstufe 600 mW, 1 Lautsprecher 10 cm ⌀, Ferritantenne, Teleskopantenne für U, Stromversorgung aus Batterien 6 V oder über zusätzlichen Netzteil, Abmessungen 28 cm × 16 cm × 8 cm, Gewicht 2 kg (m. B.).

Polo 70 L

Wie „Polo 70 K", jedoch UML

Tiny

UM, 5/9 Kreise, 9 Trans + 6 Halbleiterdioden, Gegentakt-Endstufe 200 mW, 1 Lautsprecher 12,5 cm × 7,5 cm, Ferritantenne, Teleskopantenne für U, Anschluß für Kleinhörer oder Lautsprecher, Stromversorgung aus Batterien 6 V oder über zusätzlichen Netzteil, Abmessungen 19 cm × 11,5 cm × 5,5 cm, Gewicht 0,9 kg (m. B.).

H. HELLBARTH, DL 9 OD

Modulation des Transistorsenders

In einigen bereits veröffentlichten Aufsätzen [1, 2, 3] wurde untersucht, unter welchen Umständen und Bedingungen der Transistor im Amateursender eingesetzt werden kann. Dabei wurde gezeigt, wie man den Transistor am günstigsten in Oszillatorschaltungen, als Frequenzvervielfacher, als Treiber und in Sender-Endstufen betreibt, um möglichst große Ausgangsleistung bei gutem Wirkungsgrad zu erreichen. Im folgenden werden nun die Tastung und die Modulation des Transistorsenders beschrieben.

Die Tastung kann bei Transistorsendern leicht realisiert werden, indem man einfach die Betriebsspannung ein- und ausschaltet (Bild 1a). Zu empfehlen ist diese Technik jedoch nur für Sender kleiner Leistung. Bei größeren Sendeleistungen

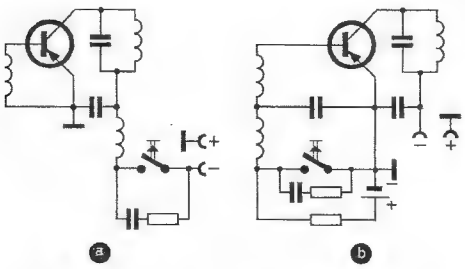


Bild 1. Tastung von Transistorsendern; a) durch Ein- und Ausschalten der Betriebsspannung, b) durch hohe positive Basisvorspannung bei *pnp*-Transistoren

tastet man zweckmäßigerweise mit Hilfe einer hohen positiven Basisvorspannung (bei *pnp*-Transistoren) entweder die Treiber- oder die Endstufe (Bild 1b). Hierbei ist es auch möglich, vorhergehende Senderstufen einschließlich der Oszillatorstufe zu tasten, solange die Frequenzstabilität darunter nicht leidet. Tastet man zum Beispiel die Oszillatorstufe oder eine der folgenden Stufen, so kann man dazu unbesorgt die Batteriespannung unterbrechen, da die Ströme hier meistens niedrig sind.

Sprache oder Musik zu übertragen, ist erheblich schwieriger. Nachstehend werden einige Möglichkeiten aufgezeigt, und zwar zunächst für Amplitudenmodulation (AM), anschließend für Frequenzmodulation (FM) und zum Schluß dann eine einfache Methode zur Aufbereitung eines Einseitenbandsignals (SSB).

1. Amplitudenmodulation

Bei der Amplitudenmodulation wird dem im Sender mit konstanter Amplitude erzeugten Träger die Niederfrequenz in Form von Sprache oder Musik eingeprägt, wie es im Bild 2 für eine Niederfrequenzschwingung gezeigt ist. Die Stärke der Modulation gibt man durch den Modulationsgrad m an, für den bei positiver Modulation (upward modulation)

$$m_+ = \frac{A_{max} - A_{Tr}}{A_{Tr}} \qquad (1)$$

und bei negativer Modulation (downward modulation)

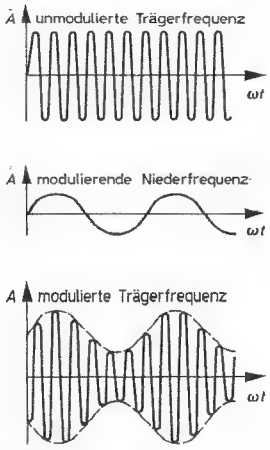


Bild 2. Amplitudenmodulation

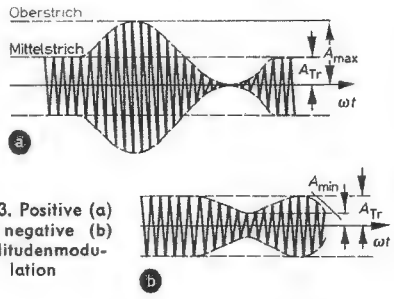


Bild 3. Positive (a) und negative (b) Amplitudenmodulation

$$m_- = \frac{A_{Tr} - A_{min}}{A_{Tr}} \qquad (2)$$

gilt. Darin bedeutet A_{Tr} die Trägeramplitude, A_{max} die maximale und A_{min} die minimale Amplitude der modulierten Schwingung (Bild 3). In beiden Fällen kann der Modulationsgrad $m = 1$ (100 %) werden.

Bei der Berechnung der Sender-Endstufe ergab sich, daß die abgegebene Ausgangsleistung und damit auch die Amplitude des Antennenstroms von der Einstellung des Transistors abhängt. Daraus folgt, daß man eine Amplitudenmodulation erhält, wenn sich die Einstellung der Sender-Endstufe im Takt der Sprache oder Musik ändert. Zum besseren Verständnis sind die die Leistung des Transistors beeinflussenden Änderungen der Einstellung im Bild 4 dargestellt.

Bild 4a zeigt die Möglichkeit, die Amplitude und den Stromflußwinkel des Collectorstroms mit Hilfe der Ansteuerung zu

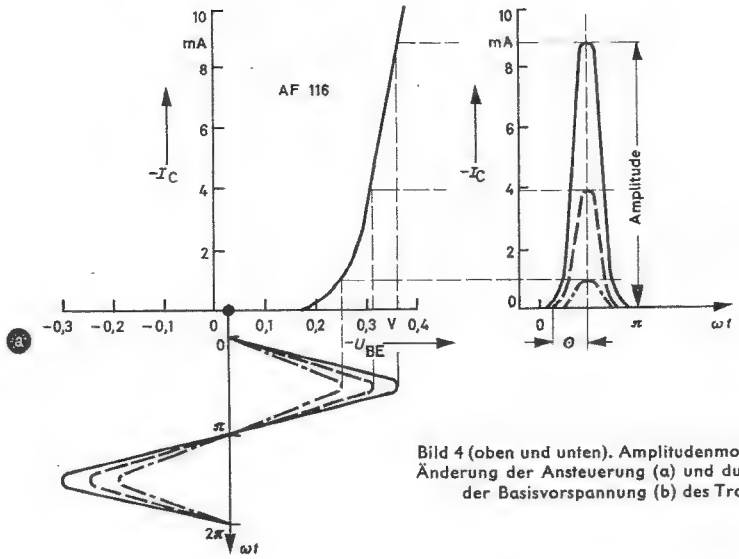
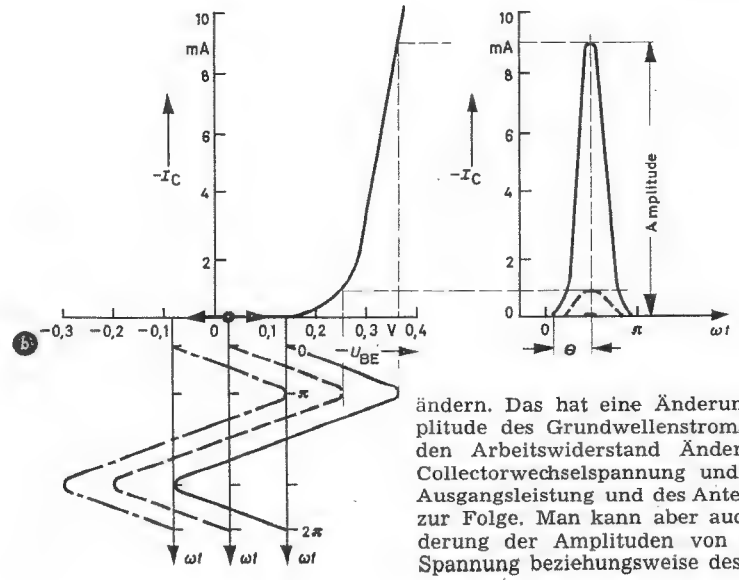


Bild 4 (oben und unten). Amplitudenmodulation durch Änderung der Ansteuerung (a) und durch Änderung der Basisvorspannung (b) des Transistors



ändern. Das hat eine Änderung der Amplitude des Grundwellenstroms und über den Arbeitswiderstand Änderungen der Collectorwechselspannung und damit der Ausgangsleistung und des Antennenstroms zur Folge. Man kann aber auch eine Änderung der Amplituden von Strom und Spannung beziehungsweise des Stromfluß-

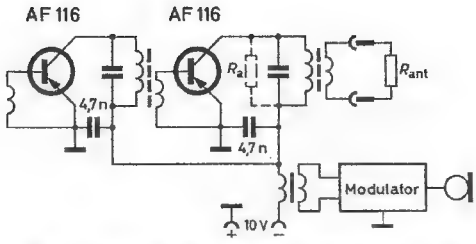


Bild 5. Prinzipschaltung einer Endstufe mit Collectormodulation (mit mitmodulierter Treiberstufe)

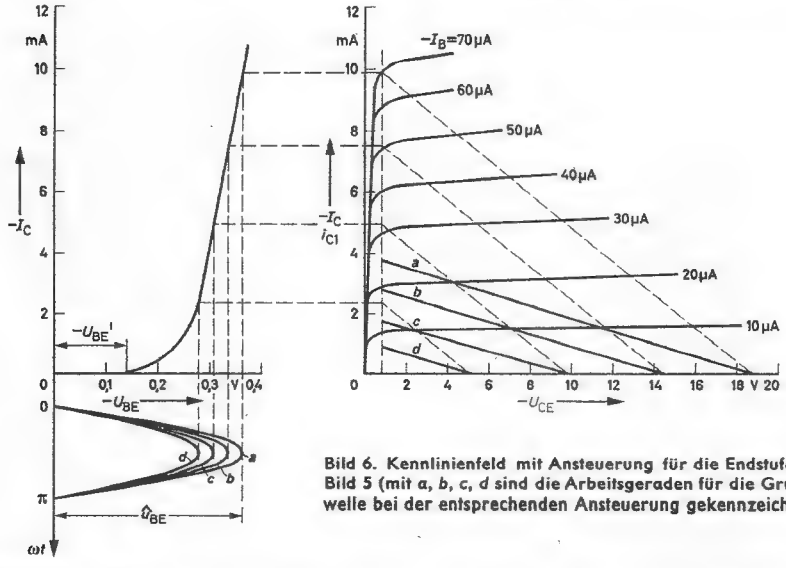


Bild 6. Kennlinienfeld mit Ansteuerung für die Endstufe im Bild 5 (mit a, b, c, d sind die Arbeitsgeraden für die Grundwelle bei der entsprechenden Ansteuerung gekennzeichnet)

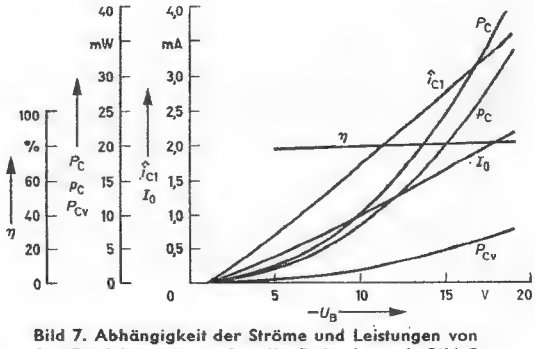


Bild 7. Abhängigkeit der Ströme und Leistungen von der Betriebsspannung für die Endstufe nach Bild 5

winkels erreichen, wenn man die Ansteuerung konstanthält, aber die Basisvorspannung U_{BE} im Takt der Niederfrequenz verändert (Bild 4b). Die dritte Möglichkeit, die Ausgangsleistung und damit den Antennenstrom zu beeinflussen, ist, die Collector-Emitter- oder Collector-Basis-Spannung (je nach Schaltung) im Takt der Niederfrequenz zu verändern.

Die zuerst genannte Möglichkeit, den Antennenstrom durch die Ansteuerung zu beeinflussen, entspricht einer Vorstufenmodulation. Im zweiten Fall müßte man die die Ausgangsleistung beeinflussende Niederfrequenzspannung mit der Basisvorspannung in Reihe schalten. Da aber die benötigte NF-Spannung sehr niedrig ist, ist es schwierig, hier eine leicht realisierbare Lösung zu finden.

Die dritte der erwähnten Möglichkeiten verspricht eine einfache technische Lösung, da man die steuernde Niederfrequenzspannung nur in Reihe zur Collectorspannung zu schalten braucht. Die Collector-Emitter-Spannung schwankt dann im Takt der Modulation. Im Kennlinienfeld des Transistors hat das eine Parallelverschiebung der Widerstandsgeraden zur Folge. Da aber die I_C-U_{CE}-Kennlinien der meisten Transistoren bis zum Kniespannungsgebiet praktisch waagerecht und parallel verlaufen, ändert sich der Collectorstrom erst, wenn die steuernde Niederfrequenzspannung die Widerstandsgerade so weit verschoben hat, daß sie bei gegebener konstanter HF-Ansteuerung den steil abfallenden Teil der Kennlinien des Transistors schneidet (s. a. Bild 6).

Um einen Modulationsgrad von 100 % zu erreichen, müßte der Collectorstrom bis auf Null verringert werden. Das ist aber bei der Collectorspannungsmodulation nicht möglich, da U_{CE} dann zeitweilig in den positiven Spannungsbereich gelangen würde. Hierbei tritt der sogenannte Bottomingeffekt[1]) auf, der unter anderem eine starke Erhöhung des Klirrfaktors zur Folge hat.

Da der Kniespannungsbereich aber nicht durchfahren werden soll, muß außer der Modulation des Collectors eine Hilfsmodulation eingeführt werden, die die Amplitude des Collectorwechselstroms beeinflußt. Das kann entweder durch Änderung der Ansteuerung der Endstufe, also eine Art Vorstufenmodulation, oder durch Veränderung der Basisvorspannung (Verschieben des Arbeitspunktes) erfolgen. Letztere Methode ist etwas schwierig einzustellen, da hierfür nur wenige Windungen auf dem Modulationsübertrager notwendig sind.

Die eleganteste Methode ist also eine Kombination von Collector- und Vorstufenmodulation. Man moduliert dabei nicht nur die PA-Stufe, sondern auch die Treiberstufe und erhält damit eine Änderung der Ansteuerung, die eine Beeinflussung des Stromflußwinkels der Sender-Endstufe zur Folge hat. Die Modulation ist dann positiv (upward modulation, s. Bild 2a).

An einem Beispiel soll prinzipiell die Dimensionierung der Collectormodulation beschrieben werden (das gilt auch für die Mitmodulation der Treiberstufe). Als Endstufentransistor wurde ein AF 116 gewählt; in der Treiberstufe fand ebenfalls ein AF 116 Verwendung. Bild 5 zeigt das Prinzipschaltbild, Bild 6 das Kennlinienfeld mit Aussteuerung.

Da bei der positiven Amplitude der modulierenden Niederfrequenzspannung die Collector-Emitter-Spannung (Collector-Basis-Spannung) maximal den doppelten Wert der Betriebsspannung erreicht, wählt man diese Spannung zur Bestimmung des Grenzwiderstandes $R_{a\,Gr}$ (Arbeitswiderstand). Die maximal zulässige Collector-Emitter-Spannung entnimmt man den in den Datenblättern des betreffenden Transistors angegebenen Grenzdaten. Hier ist $-U_{CE}$ = max. 20 V. Das bedeutet, daß die Betriebsspannung U_B höchstens 10 V betragen darf. Für die Kniespannung, die die Collector-Emitter-Spannung nicht unterschreiten sollte, entnimmt man aus Bild 6 $-U_{kn}$ = 1 V. Damit ergibt sich die Amplitude der Collectorwechselspannung

$$\hat{u}_{CE} = 2(|U_B| - |U_{kn}|) = 2(10 - 1) = 18\,\text{V}\,. \quad (3)$$

Dieser Wert liegt gut innerhalb der Grenzdaten für die Collector-Emitter-Spannung. Nun benötigt man noch die Amplitude des Collectorwechselstroms für die Grundwelle. Aus den Grenzdaten entnimmt man $-I_C$ = max. 10 mA, und aus der Aussteuerung (a) der Arbeitskennlinie im Bild 6 findet man für den Cosinus des Stromflußwinkels, der angenähert dem Spannungsverhältnis $U_{BE}'/\hat{u}_{BE}$ entspricht,

$$\cos\Theta = \frac{140 \cdot 10^{-3}}{374 \cdot 10^{-3}} = 0{,}375\,.$$

Damit wird $\Theta = 68°$. Für den Stromflußwinkel 68° gilt nach [3] das Stromamplitudenverhältnis $\hat{i}_1/I_{sp} = 0{,}36$, aus dem sich die Amplitude der Grundwelle des Collectorwechselstroms zu

$$\hat{i}_{C1} = 0{,}36 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 3{,}6\ \text{mA}$$

ergibt.

Hieraus erhält man mit der bereits berechneten Amplitude der Collectorwechselspannung den Grenzwiderstand

$$R_{a\,Gr} = \frac{2(|U_B| - |U_{kn}|)}{\hat{i}_{C1}} = \frac{2(10 - 1)}{3{,}6 \cdot 10^{-3}} = 5\ \text{kOhm}\,. \quad (4)$$

Die momentane Ausgangsleistung während der positiven Amplitude der NF-Spannung ist

$$p_C = \frac{\hat{u}_{CE} \cdot \hat{i}_{C1}}{2} = \frac{18 \cdot 3{,}6 \cdot 10^{-3}}{2} = 32{,}4\ \text{mW}\,.$$

Dieser Wert entspricht der Oberstrichleistung, also der maximalen Ausgangsleistung, die die Endstufe unter Berücksichtigung der Grenzdaten des Transistors abgeben kann (Betriebszustand für CW). Bei der negativen Amplitude der Modulation geht die momentane Ausgangsleistung der Endstufe gegen Null, da sich die Collectorspannung dann bis auf die Kniespannung verringert und die Ansteuerung ebenfalls gegen Null geht. Daher geht auch die Amplitude des Collectorwechselstroms gegen Null.

Ohne die modulierende Niederfrequenzspannung geht die maximale Collectorspannung auf die Betriebsspannung zurück. Die Ansteuerung und damit die Amplitude des Collectorwechselstroms fällt dabei ebenfalls, da wegen der Mitmodulation der Treiberstufe bei dieser ähnliche Verhältnisse vorliegen wie in der End-

[1]) Der Bottomingeffekt wird hervorgerufen durch so große Ansteuerung des Transistors, daß die Collectorspannung zeitweilig Null oder positiv wird. In diesem Augenblick arbeitet der Transistor invers, das heißt, der Collector wirkt dann als Emitter. Bei den modernen Drift- und Legierungstransistoren geht dabei ein Teil des fließenden Collectorstromes auf die Basis über und verursacht Selbsterregung.

stufe. Die Trägerleistung ist dann

$$p_{C\,Tr} = \frac{9 \cdot 1{,}8 \cdot 10^{-3}}{2} = 8{,}1\ \text{mW}\,.$$

Sie geht also auf 1/4 der Oberstrichleistung, auf die sogenannte Mittelstrichleistung zurück.

Die Werte der Ströme und Leistungen sowie des Wirkungsgrades in Abhängigkeit von der Batteriespannung sind im Bild 7 dargestellt. Sie wurden mit den in [3] angegebenen Gleichungen ermittelt.

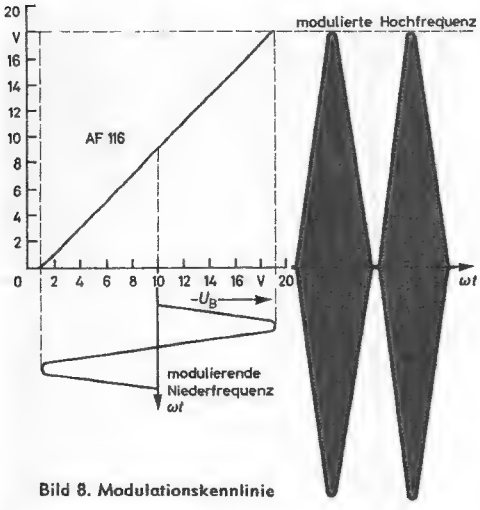


Bild 8. Modulationskennlinie

Bild 8 zeigt die gemessene Modulationskennlinie für die Schaltung nach Bild 5. Wie man erkennen kann, stimmt die Modulationskennlinie recht gut mit der für $\hat{i}_{C1}$ berechneten im Bild 7 überein. Der Unterschied der Darstellung besteht lediglich darin, daß im Bild 7 die Stromamplitude und im Bild 8 die Spannungsamplitude in Abhängigkeit von der Betriebsspannung aufgetragen ist.

Die Modulationskennlinie der Endstufe kann man sehr einfach ermitteln, indem man, wie im Bild 5 angedeutet, dem Ausgangsschwingkreis den berechneten Arbeitswiderstand (hier 5 kOhm) als Festwiderstand parallel schaltet, den Sender einschaltet und die jeweilige Collectorwechselspannung $\hat{u}_{CE}$ $(= u_{eff} \cdot \sqrt{2})$ als Funktion der Betriebsspannung U_B ermittelt. Dazu benötigt man jedoch eine variable Betriebsspannungsquelle. Die gefundenen Werte trägt man dann in ein Diagramm ein. Man kann den Sender aber auch mit einer Ersatzantenne belasten und den Antennenstrom als Funktion der Betriebsspannung messen. Auf diese Weise ergibt sich ebenfalls die Modulationskennlinie der Endstufe. In ein solches Diagramm kann man, wie Bild 8 zeigt, auch die modulierende Niederfrequenz eintragen, um die Hüllkurve der modulierten HF-Spannung zu erhalten.

Die benötigte Modulationsleistung läßt sich im allgemeinen sofort berechnen, wenn der Gleichstrom der modulierenden Elektroden als Funktion der Gleichspannung dieser Elektroden bekannt und die Form der Modulationsspannung gegeben sind. Sind die entsprechenden Werte für den unmodulierten Träger bekannt — I_0, $P_C = U_B \cdot I_0$, $p_C = {}^1/_2 \cdot \hat{i}_{C1}^2 \cdot R_{a\,Gr}$ —, so können hiermit der im Mittel während einer Periode der Modulationsspannung fließende Strom $\bar{I}_0$ und die im Mittel vorhandenen Leistungen $\bar{P}_C$ und $\bar{p}_C$ aus Gl. (5), (6) und (7) ermittelt werden.

$$\bar{I}_0 = I_0\,, \tag{5}$$

$$\bar{P}_C = U_B \cdot I_0 \left(1 + \frac{m^2}{2}\right), \tag{6}$$

$$\bar{p}_C = \frac{\hat{i}_{C1}^2 \cdot R_a}{2}\left(1 + \frac{m^2}{2}\right). \tag{7}$$

Hieraus ergibt sich, daß sich der Collectorgleichstrom bei der Modulation nicht ändert, jedoch die Eingangs- und die Ausgangsleistung um den Faktor $(1 + m^2/2)$ größer werden. Daher erhöht sich auch die Collectorverlustleistung um $(1 + m^2/2)$ – bei der Dimensionierung der Endstufe sollte man dem Rechnung tragen –, so daß der Wirkungsgrad konstant bleibt.

Da sich der Collectorgleichstrom nicht ändert, bleibt auch die von der Betriebsspannungsquelle zu liefernde Eingangsleistung konstant. Die zusätzlich benötigte Eingangsleistung $U_B \cdot I_0 \cdot m^2/2$ muß der Modulator liefern. Zum Beispiel sind bei 100 %iger Modulation ($m = 1$) die mittlere Eingangs-, Ausgangs- und Collectorverlustleistung 1,5mal so groß wie im unmodulierten Zustand der Endstufe.

Für die Schaltung nach Bild 5 ergibt sich bei $m = 1$ für den mittleren Collectorgleichstrom

$$\bar{I}_0 = I_0 = 1\ \text{mA}\,,$$

für die mittlere Eingangsleistung

$$\bar{P}_C = 10 \cdot 1 \cdot 10^{-3}\left(1 + \frac{1^2}{2}\right) = 15\ \text{mW},$$

für die mittlere Ausgangsleistung

$$\bar{p}_C = \frac{(1{,}8 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 5 \cdot 10^3}{2}\left(1 + \frac{1^2}{2}\right)$$

$$= 12{,}15\ \text{mW}$$

und für die vom Modulator aufzubringende Leistung

$$p_{NF} = U_B \cdot I_0 \cdot \frac{m^2}{2} = 10 \cdot 1 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1^2}{2} = 5\ \text{mW}\,.$$

Wenn (wie in diesem Beispiel) die Treiberstufe mitmoduliert wird, so ist auch dieser Modulationsleistungsbedarf zu berücksichtigen. Im allgemeinen sind das rund 10 ... 20 % der für die Endstufe benötigten Modulationsleistung, da die heute zur Verfügung stehenden Endstufentransistoren Stufenverstärkungen zwischen 5 und 10 haben.

Der Belastungswiderstand, auf den der Modulationsverstärker arbeitet, ist gegeben durch

$$R_{NF} = \frac{U_B}{\bar{I}_{0\,PA} + \bar{I}_{0\,Tr}}\,. \tag{8}$$

Für die Endstufe im Beispiel gilt

$$R_{NF} = \frac{U_B}{\bar{I}_{0\,PA}} = \frac{10}{1 \cdot 10^{-3}} = 10\ \text{kOhm}\,.$$

2. Frequenzmodulation

Bei der Frequenzmodulation wird nicht die Schwingungsweite (Amplitude), sondern die Frequenz im Takt der modulierenden Niederfrequenz geändert. Dabei bestimmt die Lautstärke der modulierenden Sprache oder Musik die Größe und die Tonhöhe die Geschwindigkeit der Frequenzänderungen. Ebenso wie bei der Amplitudenmodulation entstehen auch bei der Frequenzmodulation neben der Trägerfrequenz noch die beiden Seitenbandfrequenzen. Ein spezieller Fall der Frequenzmodulation ist die Phasenmodulation mit geringem Hub, die heute manchmal auch von Amateuren benutzt wird. Sie hat für den Amateurbetrieb aber nur geringe Bedeutung und soll daher hier nur kurz erwähnt werden. Frequenzmodulation (Phasenmodulation) kann man prinzipiell dadurch erreichen, daß man einem frequenzbestimmenden Schwingkreis eine Kapazität oder Induktivität parallel schaltet, die sich proportional zur modulierenden Niederfrequenz ändert.

Als Beispiel ist im Bild 9 ein Phasenmodulator für das 10-m-Band dargestellt. Die mittlere Frequenz wird durch den

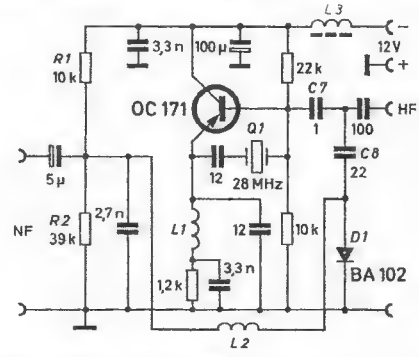


Bild 9. Schaltung eines Phasenmodulators für das 10-m-Band (L 1 : 42 Wdg. 0,3 mm CuL auf 18-MOhm-Widerstand, 1 W; L 2 = 20 µH; L 3:125 Wdg. 0,16 CuL auf 14/8-Topfkern „3 B")

Quarz *Q 1* bestimmt. Parallel zum Schwingkreis liegt in Reihe mit *C 7*, *C 8* eine in Sperrichtung über die Widerstände *R 1*, *R 2* vorgespannte Kapazitätsdiode *D 1*, deren Kapazität durch die modulierende NF-Spannung geändert wird. Dadurch ändert sich die Resonanzfrequenz des Schwingkreises, und man erhält eine Phasenmodulation.

Der nachfolgende Senderverstärker kann je nach Bedarf an Ausgangsleistung aus mehreren Stufen bestehen. Alle Stufen können im B- oder C-Betrieb arbeiten, um einen möglichst großen Wirkungsgrad des Senders zu erreichen.

3. Einseitenbandmodulation (SSB)

Die Information, die durch einen modulierten Träger übertragen wird, ist nur in den Seitenbändern enthalten. Die Ausstrahlung des Trägers allein würde also – abgesehen vom CW-Betrieb – zur Informationsübertragung nicht ausreichen. Da aber auf den Träger bei 100 % Modulation zwei Drittel, auf den Nachrichteninhalt dagegen nur ein Drittel der Gesamtausgangsleistung des Senders entfallen und außerdem der Nachrichteninhalt der beiden Seitenbänder gleich ist, liegt der Gedanke nahe, den Träger und ein Seitenband zu unterdrücken. Das andere Seitenband kann anschließend auf die gewünschte Leistung verstärkt und abgestrahlt werden.

Die Vorteile des SSB-Betriebes sind unter anderem: Die Bandbreite des Empfängers kann auf die Hälfte reduziert werden, und dadurch ergibt sich ein besseres Signal-Rausch-Verhältnis (Gewinn etwa 4,8 dB); der Effekt des Selektivfadings, der mitunter ein AM-Signal bis zur Unleserlichkeit verstümmelt, entfällt; senderseitig kann man mit denselben Transistoren größere Nutzleistungen erzeugen, da der

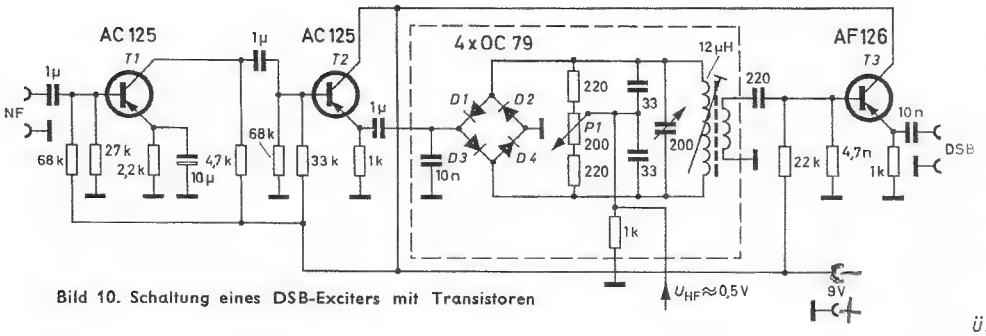


Bild 10. Schaltung eines DSB-Exciters mit Transistoren

Träger und ein Seitenband nicht mitverstärkt werden.

In der Amateursendetechnik werden zwei Arten der SSB-Signalaufbereitung benutzt: die Filter- und die Phasenmethode. Bei beiden Verfahren ist das Grundelement der Balance-Modulator (DSB-Exciter), der den Träger unterdrückt, so daß an seinem Ausgang nur noch die beiden Seitenbänder vorhanden sind.

Als Beispiel hierzu zeigt Bild 10 einen kompletten DSB-Exciter, bei dem der Balance-Modulator aus einer Brückenschaltung von Dioden (Ringmodulator) besteht. Zum besseren Verständnis der Wirkungsweise der Schaltung ist der Ringmodulator im Bild 11 noch einmal in einer veränderten Darstellung wiedergegeben. An den beiden Mittelanzapfungen der Übertrager *Ü 1* und *Ü 2* wird die Trägerspannung u_{HF} zugeführt. Man erkennt hier sofort, daß der Träger im Ausgang nicht auftreten kann, da sich der Trägerstrom i_{HF} immer in zwei gleiche Teilströme aufteilt, die den Ausgangskreis im entgegengesetzten Sinn durchfließen und daher in der Ausgangswicklung keine Spannung erzeugen.

Die Ausgangsspannungen, die jeder Modulationszweig liefert, sind durch die Gleichungen

$$u_1 = \hat{u}_{HF} \cdot \cos \omega_{HF} \cdot t + \frac{\hat{u}_{NF}}{2} \cos (\omega_{HF} + \omega_{NF})\, t + \frac{\hat{u}_{NF}}{2} \cos (\omega_{HF} + \omega_{NF})\, t \qquad (9)$$

und

$$u_2 = \hat{u}_{HF} \cdot \cos \omega_{HF} \cdot t + \frac{\hat{u}_{NF}}{2} \cos [(\omega_{HF} + \omega_{NF}) + \pi] + \frac{\hat{u}_{NF}}{2} \cos [(\omega_{HF} - \omega_{NF}) + \pi] \qquad (10)$$

gegeben. Damit wird die Spannung u_0 in der Ausgangswicklung

$$u_0 = u_1 - u_2 = \hat{u}_{NF} \cdot \cos (\omega_{HF} + \omega_{NF})\, t + \hat{u}_{NF} \cdot \cos (\omega_{HF} - \omega_{NF})\, t\,. \qquad (11)$$

Die Arbeitsweise des Ringmodulators ist folgende: Da die Amplitude der Trägerfrequenz sehr viel größer ist als die angelegte Niederfrequenzamplitude (der Trägerstrom habe die im Bild 11 eingezeichnete Richtung), werden zunächst die Dioden *D 1* und *D 2* leitend, während *D 3* und *D 4* gesperrt bleiben. Der Eingang des Modulators ist jetzt direkt über *D 1* und *D 2* mit dem Ausgangskreis verbunden. Bei der nächsten Halbwelle der Trägerfrequenz wechselt der Trägerstrom seine Richtung. Er öffnet dann die Dioden *D 3* und *D 4* und polt den Stromfluß der Niederfrequenz im Ausgangskreis um. Der Modulator wirkt also wie ein Schalter, der die Niederfrequenz im Takt der Trägerfrequenz umpolt. Auf diese Weise entstehen die beiden Seitenbänder.

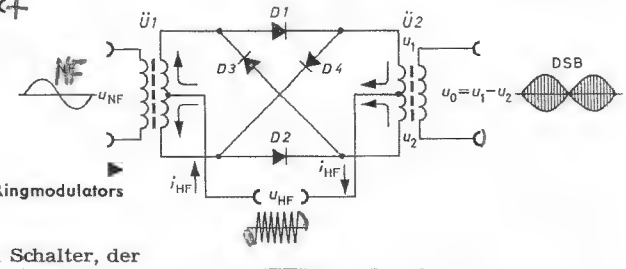


Bild 11. Prinzipschaltung des Ringmodulators

Bei vollkommen symmetrischem Aufbau stellt die Schaltung eine für die NF und die HF abgeglichene Brücke dar, so daß beide Frequenzen in der Ausgangswicklung nicht erscheinen. Die Dioden müssen daher weitgehend übereinstimmende Kennlinien haben. Die maximal erreichbare Trägerunterdrückung liegt zwischen 40 und 60 dB. Die im Bild 10 angegebene Schaltung des Balance-Modulators enthält einen modifizierten Ringmodulator, der aber die gleiche Arbeitsweise hat.

Der komplette DSB-Exciter nach Bild 10 besteht aus dem Ringmodulator mit den Dioden *D 1*, *D 2*, *D 3*, *D 4*, dem vorgeschalteten Mikrofonverstärker *T 1*, *T 2* und einem nachgeschalteten Collectorbasis-Verstärker *T 3* als Trennstufe und zur Anpassung an die nachfolgende Schaltung. An den Schleifer des Potentiometers *P 1* zur Einstellung der Trägerunterdrückung wird gleichzeitig die Oszillatorspannung von etwa 0,5 V geführt. Schaltet man an den Ausgang des DSB-Exciters ein entsprechendes Filter (Filtermethode), um ein Seitenband abzuschneiden, so tritt am Ausgang dieses Filters ein SSB-Signal auf. Das Filter sollte eine 3-dB-Bandbreite von etwa 3 kHz haben und die Frequenzen, die etwa 600 Hz von den Grenzfrequenzen entfernt liegen, mit 40 ... 60 dB unterdrücken.

Der Phasen-Exciter besteht aus zwei Balance-Modulatoren und zwei Phasennetzwerken (Bild 12). Die Ausgangsspannungen der Balance-Modulatoren *A* und *B* sind durch die Gleichungen

$$u_1 = \frac{\hat{u}_{NF}}{2} \times \cos \left[\left(\omega_{HF} \cdot t + \frac{\pi}{2} \right) + \left(\omega_{NF} \cdot t + \frac{\pi}{2} \right) \right] + \frac{\hat{u}_{NF}}{2} \cos \left[\left(\omega_{HF} \cdot t + \frac{\pi}{2} \right) - \left(\omega_{NF} \cdot t + \frac{\pi}{2} \right) \right] \qquad (12)$$

$$u_2 = \frac{\hat{u}_{NF}}{2} \cos (\omega_{HF} + \omega_{NF})\, t + \frac{\hat{u}_{NF}}{2} \cos (\omega_{HF} - \omega_{NF})\, t \qquad (13)$$

gegeben. Damit wird der Output des Exciters

$$u_0 = u_1 + u_2 = \hat{u}_{NF} \cos (\omega_{HF} - \omega_{NF})\, t\,. \qquad (14)$$

Dies bedeutet, daß das obere Seitenband durch eine Phasenverschiebung von + 90° und das untere durch eine Phasenverschiebung von — 90° unterdrückt wird. Alle Modulationsfrequenzen (etwa 300 bis 3300 Hz) müssen also gegenüber der Phase des Trägers eine Phasenverschiebung von 90° haben. Das erfordert ein Filternetzwerk, das für alle Modulationsfrequenzen

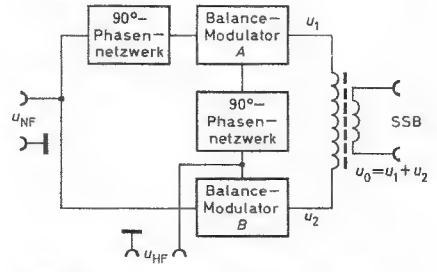


Bild 12. Blockschaltung des Phasen-Exciters

die erforderliche Phasenverschiebung von etwa 90° bewirkt. Ein solches Filter ist im Bild 13a wiedergegeben. Da für die Trägerfrequenz zur Steuerung des Modulators *A* ebenfalls eine Phasenverschiebung von 90° vorhanden sein muß, zeigt Bild 13b ein Filter, das diese Forderung erfüllt. Hier genügt ein kritisch gekoppeltes Bandfilter.

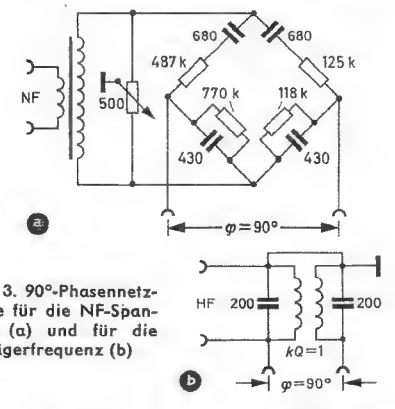


Bild 13. 90°-Phasennetzwerke für die NF-Spannung (a) und für die Trägerfrequenz (b)

Abschließend sei noch erwähnt, daß es von der gewählten Trägerfrequenz abhängt, ob das obere oder untere Seitenband gesendet wird. International ist vereinbart, daß oberhalb 10 MHz das obere Seitenband und unterhalb dieser Frequenz das untere Seitenband abgestrahlt werden soll.

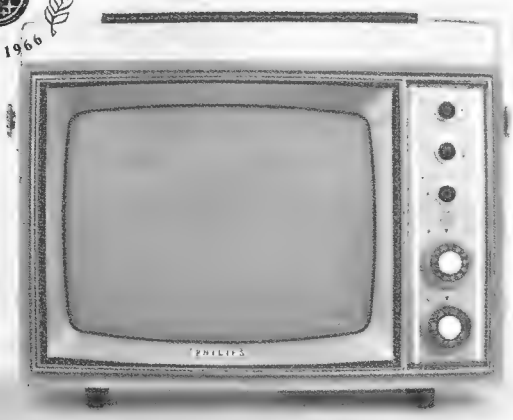
Schrifttum

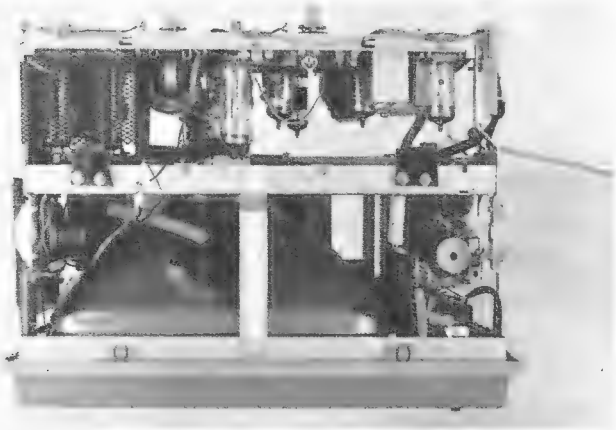
[1] Hellbarth, H.: Der Transistor im Senderoszillator. DL-QTC Bd. 37 (1966) Nr. 1, S. 2–7

[2] Hellbarth, H.: Frequenzvervielfacher mit Transistoren. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 16, S. 616–618, u. Nr. 17, S. 687 bis 688, 691

[3] Hellbarth, H.: Sender-Endstufen mit Transistoren. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 24, S. 992–995

Philips Fernseh-Philetta – Verkaufsschlager Nr.1



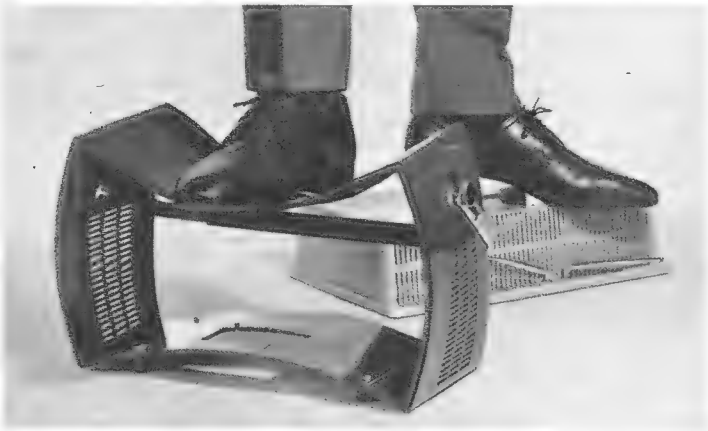


Vollendete Technik...

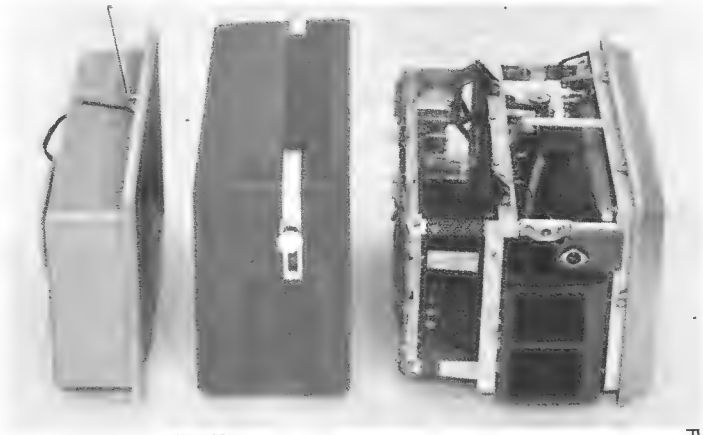
moderner Stil...

spielt auch ohne Hausantenne...

tragbar, nur etwas mehr als 8 kg...



robustes Gehäuse...



kompakter Aufbau...

FER 4896

Diese „Kleine" ist uns gut gelungen! Und das ist kein Wunder! Denn vor dieser „Kleinen" haben wir 12 Millionen „Große" gebaut. – Und mit Erfolg verkauft. Das Weihnachtsgeschäft hat es bewiesen: Die Philips Fernseh-Philetta verkauft sich gut – sehr gut!

- Das ideale Portable für Netzanschluß, klein und handlich, wiegt nur etwas mehr als 8 kg
- Hervorragende Leistung, kompakter Aufbau durch Verwendung von Röhren und Transistoren.
- Anschlußmöglichkeit für Ohrhörer oder Außenlautsprecher.
- Eingebaute Dipolantenne für alle Programme.

DEUTSCHE PHILIPS GMBH

....nimm doch
PHILIPS
Fernsehen

D. HERCHNER, Telefunken AG, Heilbronn/Neckar

Hochohmiges Gleichspannungsvoltmeter

Technische Daten

Meßbereich:
300 mV ...30 V Vollausschlag, 5 Bereiche

Eingangswiderstand:
ist proportional der Stromverstärkung β, bei $\beta = 100$ ist $R_i = 10$ MOhm/V

Meßwerk:
„PX 1" (Gossen) 10 µA, $R_{im} = 24$ kOhm, Genauigkeit 1,5%

Genauigkeit der Anzeige:
± 3% vom Skalenendwert für die Meßbereiche ≥ 1 V

Temperaturbereich: + 10 ... + 40 °C

Der Reststrom I_{CB0} moderner Silizium-Planar-Transistoren kleiner Leistung liegt etwa bei 200 pA. Dieser kleine Reststrom in Verbindung mit einem Stromverstärkungsfaktor $\beta \approx 100$ bei 10 µA Emitterstrom erlaubt es, die Transistoren in Schaltungen mit sehr kleinen Emittergleichströmen zu betreiben. Solche Schaltungen erfordern aber im allgemeinen hohe Widerstandswerte. An Hand eines Zahlenbeispiels soll das Problem angedeutet werden.

Ein Transistor, der spannungskonstant angesteuert wird, arbeitet mit der Steilheit Y_{21}. Bei einem Emitterstrom $I_E = 10$ µA ist die Steilheit 0,4 mA/V. Fordert man eine Spannungsverstärkung $V_u = 20$, so ergibt sich für den erforderlichen Lastwiderstand

$$R_L = \frac{V_u}{S} = \frac{20}{0{,}4 \cdot 10^{-3}} = 50 \text{ kOhm}.$$

Daraus folgt, daß der Collectorwiderstand größer als 50 kOhm sein muß, da ja noch der Wechselstromeingangswiderstand der folgenden Stufe parallel geschaltet ist.

Vielfachmeßinstrumente mit einem Innenwiderstand $R_i \leq 100$ kOhm/V sind für Messungen an solchen Transistorschaltungen zu niederohmig. Aus diesem Grund wurde ein einfaches Gleichspannungsvoltmeter mit einem Innenwiderstand von 10 MOhm/V und einem maximalen Meßbereich von 30 V, der für die meisten Transistorschaltungen ausreicht, entwickelt. Der erforderliche Aufwand und die Kosten sind sehr gering.

Die Schaltung des hochohmigen Gleichspannungsvoltmeters zeigt Bild 1. Um einen linearen Zusammenhang zwischen der Eingangsspannung und dem Zeigerausschlag des Meßinstrumentes zu erhalten, muß eine Kompensationsspannung U_k mit der zu messenden Eingangsspannung U in Reihe geschaltet werden. Diese Hilfsspannung kompensiert die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} des Transistors.

Im Bild 2 ist die Kompensationsspannung U_k mit der Kennlinie des Transistors $I_E = f(U_{BE})$ für U_{CE} = const dargestellt. Die Kompensationsspannung wird mit einer Zenerdiode stabilisiert.

Um den maximalen Fehler, der sich wegen der Abweichung der Basis-Emitter-Spannungen $U_{BE\,min}$ beziehungsweise $U_{BE\,max}$ von der festen Kompensationsspannung ergibt, kleinzuhalten, ist es zweckmäßig, U_k nach Gl. (1) einzustellen

$$U_k = \frac{U_{BE\,max} + U_{BE\,min}}{2}. \qquad (1)$$

$U_{BE\,min}$ ist bei $I_E = 3$ µA, $U_{BE\,max}$ bei $I_E = 10$ µA zu messen.

Gl. (2) gibt den Fehler p in Prozent an, der sich infolge des Temperaturgangs der Halbleiterbauelemente und der Abweichung zwischen der Kompensationsspannung und der jeweiligen Basis-Emitter-Spannung ergibt

$$p = \frac{U_{BE} - U_k + (D_T - D_Z\,\alpha)\Delta\vartheta}{U} \cdot 100\,\%. \qquad (2)$$

(U_{BE} Basis-Emitter-Spannung in V, U_k Kompensationsspannung in V, D_T Temperaturdurchgriff des Transistors in mV/°C, D_Z Temperaturgang der Zenerdiode in mV/°C, $\Delta\vartheta$ Temperaturänderung in °C, α Spannungsteilerverhältnis $\frac{U_k}{U_Z}$.)

Aus Gl. (2) ist zu ersehen, daß der Fehler, der durch die Abweichung der Kompensationsspannung von der Basis-Emitter-Spannung bedingt ist, mit steigender Meßspannung kleiner wird. Der in der Schaltung verwendete Transistor muß folgende Bedingungen erfüllen:

1. $U_{CE0} \geq 35$ V,
2. $I_{CE0} \leq 100$ nA bei $U_{CE0} = 35$ V und $\vartheta_G = 40$ °C,
3. $B \geq 100$ bei $U_{CE} = 5$ V und $I_E = 10$ µA.

Besonderer Beachtung bedarf der Reststrom I_{CE0}. Er ist etwa um den Faktor 20 ... 200 größer als der Collector-Basis-Reststrom I_{CB0}, der in den Datenblättern meist angegeben ist.

Ein Transistor, der die obengenannten Bedingungen gut erfüllt, ist beispielsweise der Silizium-Planar-Transistor BC 129 B.

Bild 1. Schaltung des Gleichspannungsvoltmeters

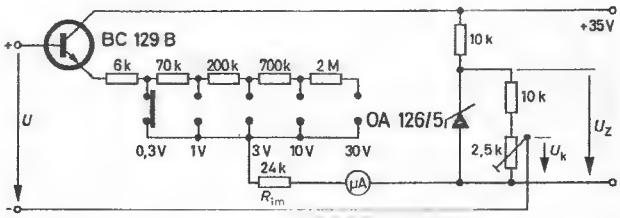
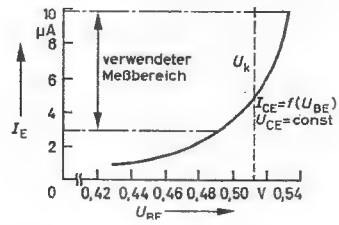


Bild 2. Zusammenhang zwischen Basis-Emitter-Spannung U_{BE} und Kompensationsspannung U_k



Fernseh-Service

Bild läuft durch

Verschiedentlich wurden Fernsehgeräte in die Werkstatt eingeliefert, deren Bildfang nicht synchronisiert werden konnte und deren Synchronisationsregler auf Anschlag standen. Zuerst wurde die Röhre der Bildablenkstufe probeweise ausgetauscht. Da kein Erfolg zu verzeichnen war, wurden Spannungen und Oszillogramme nach Angaben der Serviceanleitung kontrolliert. Sie stimmten mit den Angaben unter Berücksichtigung der für solche Meßwerte üblichen Toleranzen überein.

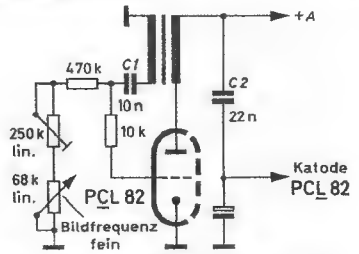


Bild 1. Sperrschwingerschaltung des Vertikalkippteiles eines Fernsehempfängers

Bild 1 zeigt die Schaltung eines Sperrschwingers, wie er in Vertikal-Ablenkgeneratoren häufig verwendet wird. Die Ablenkfrequenz ist durch die Entladewiderstände, den Übertrager und den Wert von *C 1* bestimmt. Ändert nun dieser Kondensator bei Alterung seine Kapazität, dann kommt es zu der erwähnten Erscheinung. Das gilt sinngemäß für alle Sperrschwingerschaltungen. Der Austausch des Kondensators brachte den erwünschten Erfolg.

Als neuer Kondensator sollte nur ein guter Papier- oder Kunststoffolientyp verwendet werden. Keramische Kondensatoren sind vollkommen ungeeignet, denn für höhere Kapazitätswerte werden sie aus Materialien hergestellt, deren Temperaturkoeffizient nicht linear und deren Kapazität stark temperatur- und spannungsabhängig ist.

*

Daß oft schon die Auswechselung der Röhre der Bildablenkstufe hilft, beweisen manche andere Servicefälle. Nach längerer Betriebszeit (etwa 1 ... 2 Stunden) wanderte beispielsweise plötzlich das Bild von unten nach oben oder umgekehrt. Zum Teil konnte die Bildsynchronisation mit den Bildfangreglern eingestellt werden, jedoch mußte der Regler am nächsten Tag nach Erkalten des Empfängers erneut justiert werden.

Diese Erscheinung tritt häufig bei Geräten auf, die die Röhre PCL 85 im Bildkippteil verwenden. Die Erfahrung hat gezeigt, daß dieser Röhrentyp oft die Ursache der Bildwanderung ist. Der Servicetechniker tut gut daran, zuerst eine neue PCL 85 einzusetzen. Weitere zeitraubende Messungen können meistens erspart werden. Der Synchronisationspunkt kehrt dann auch in die Mitte des Bildfangreglers zurück, so daß das Bild nach beiden Seiten zum Laufen gebracht werden kann. *d.*

neu

2 preisgebundene Fernsehgeräte

Konsul 17

mit 59-cm-Rechteckbildrohr und Schlüsseltaste

Perfekt in der technischen Konzeption, modern und elegant in der Form, zukunftssicher und leicht in der Bedienung.

13 Transistoren, 7 Röhren, 8 Dioden – davon 6 Transistoren in hochwertiger Mesa-Technik und 2 Silizium-Planartransistoren – und viele Automatikschaltungen verbürgen eine erstklassige Leistung und Bildqualität. Die Bedienug ist denkbar einfach. Die fünf Schnellwahl-Tasten lassen sich sowohl auf jeden zu empfangenden VHF- als auch UHF-Sender bequem fest einstellen. Das ist Bedienungskomfort in höchster Vollendung! Die auf dem Bedienungsteil angeordneten Regler für Kontrast, Helligkeit und Lautstärke sind gut lesbar beschriftet. – Wertvolles Edelholzgehäuse. Zuverlässig in der Technik, deshalb größte Betriebssicherheit.

Favorit 17

mit Schlüsseltaste und zukunftssicherer Programm-Schnellwahl

Ein auf den ersten Blick bestechend formschönes Gerät, dessen Stil und Ausstattung sich in jeden Wohnraum harmonisch einfügt.

Die moderne 13-Transistor-Technik mit zahlreichen automatischen Funktionen gewährleistet höchste Leistung und ein gestochen scharfes, lebensechtes Bild. Bedienungskomfort wird bei dem neuen NORDMENDE-Favorit groß geschrieben. Fünf Schnellwahl-Drucktasten, die sich mühelos auf die zu empfangenden Sender fest einstellen lassen, schalten jeden Bedienungsfehler aus. Eine übersichtliche Skala zeigt den jeweils eingeschalteten Sender an. Das NORDMENDE-Qualitätsprotokoll garantiert größte Betriebssicherheit.

Ein weiterer Vorzug ist nicht zuletzt die beliebte Schlüsseltaste. Nur wer den Schlüssel besitzt, kann das Gerät einschalten!

In aller Welt NORDMENDE

P. ALTMANN

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 21 (1966) Nr. 2, S. 70

3.2. Messung von Niederfrequenzströmen

Leider haben unsere verhältnismäßig billigen Vielfachinstrumente keine Wechselstrombereiche. Darüber verfügen nur teurere Geräte, denn der Einbau von Wechselstrommeßbereichen erfordert einen gewissen zusätzlichen Aufwand und vor allem eine bestimmte Arbeitszeit zum genauen Abgleichen und Eichen, was dann im Preis zum Ausdruck kommt. Wir können trotzdem, wie bereits im Abschnitt 2.4. kurz beschrieben, Wechselstrommessungen über den Umweg der Strom-Spannungs-Methode durchführen. Bild 23 zeigt beispielsweise, wie man den in einer Drossel L fließenden Wechselstrom mit Hilfe eines zusätzlichen Meßwiderstandes R bestimmen kann. Der Meßwiderstand wird mit der Drossel in Reihe geschaltet, parallel dazu liegt ein auf einen niedrigen Wechselspannungsbereich gestelltes Vielfachinstrument $V\,2$. Dieses zeigt die Spannung U an, und der Strom ist dann einfach $I = U/R$. Dabei muß man, wie schon früher erwähnt wurde, unbedingt darauf achten, daß der ohmsche Widerstand R klein gegenüber dem Wechselstromwiderstand der Drossel L ist. Ein einfaches Beispiel: Die Drossel möge eine Induktivität von 10 H haben, die Meßfrequenz sei 1000 Hz. Dann ist der Wechselstromwiderstand der Drossel $R_L = 6{,}28 \cdot f \cdot L = 6{,}28 \cdot 1000 \cdot 10 = 62\,800$ Ohm. Nehmen wir einen Meßwiderstand R von etwa 500 Ohm, so ist das nur etwa ein Hundertstel des Wechselstromwiderstandes der Spule, und die Verhältnisse im Stromkreis werden praktisch nicht gestört. Würden wir als Meßfrequenz jedoch beispielsweise nur 100 Hz verwenden, so wäre der Meßfehler schon größer; man müßte dann etwa 50 Ohm für R wählen, um einen annähernd ebenso kleinen Meßfehler wie bei der ersten Messung zu erhalten. Mit abnehmendem Widerstand R geht natürlich die Spannung an R immer weiter zurück, vorausgesetzt, daß der Strom gleichbleibt. Bei konstanter Spannung U würden wir allerdings in beiden Fällen etwa die gleiche Spannung an R erhalten, weil sich ja wegen der Verringerung des Wechselstromwiderstands der Strom im gleichen Maße erhöht. Man muß also stets überlegen, wie die jeweiligen Verhältnisse sind, damit bei der Messung kein unzulässig hoher Fehler auftritt.

38

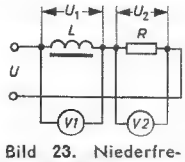


Bild 23. Niederfrequenz-Strommessung

Läßt sich der Meßkreis zur Strommessung nicht einfach auftrennen, so wird man versuchen, an Widerständen, die schon betriebsmäßig im Stromkreis liegen, einen Spannungsabfall zu messen und daraus den Betriebsstrom zu errechnen. Im übrigen ist es in der Niederfrequenztechnik so, daß man auf Strommessungen nur in seltenen Fällen zurückgreifen muß. Im allgemeinen kommt man mit Spannungsmessungen aus, aus denen man dann alle anderen Werte relativ leicht errechnen kann. 39

3.3. Messung von Wirkwiderständen bei Tonfrequenz

Es ist an sich nicht üblich, normale ohmsche Widerstände bei Tonfrequenz zu messen, denn es würden sich die gleichen Verhältnisse wie bei Messungen mit Gleichstrom ergeben. Immerhin ist es lehrreich, wenn man sich durch einen einfachen Versuch von der Richtigkeit dieser Behauptung überzeugt. Hierfür eignet sich die Strom-Spannungs-Meßmethode, wie sie bereits im Abschnitt 2.4. beschrieben wurde. Man verwendet einen Tongenerator, legt an ihn den zu messenden Widerstand und bestimmt die Spannung und den durch den Widerstand fließenden Strom (etwa nach Bild 23). Dabei wird sich annähernd der gleiche Wert wie bei der Gleichspannungsmessung ergeben. Treten größere Abweichungen auf, so liegt das meistens nur an Ungenauigkeiten der Messung oder an Ungenauigkeiten des Instrumentes, denn die Abweichungen sind in den Wechselspannungsbereichen der Vielfachinstrumente größer als in den Gleichspannungsbereichen. Man darf daraus nicht etwa schließen, daß der Widerstand bei Wechselspannung einen anderen Wert als bei Gleichspannung hat. Das gilt jedenfalls für das Tonfrequenzgebiet. Nur im Hochfre- 40

LEIPZIG

Information
Kontakte
Geschäfte

6.-15.3.1966

Die Leipziger Messe übt eine unvergleichliche Anziehungskraft aus. Neben ihrer Tradition imponiert sie durch ihre Vitalität, ihre Fortschrittlichkeit, ihre universellen Orientierungs- und Kontaktmöglichkeiten. Sie ist heute das anerkannte Ost-West-Handelszentrum! Im Frühjahr 1966 begegnen sich in Leipzig ca. 10000 Aussteller aus rund 75 und über 500000 Besucher aus rund 90 Ländern. Auf einem Ausstellungsareal von insgesamt 850000 qm werden eine Million Exponate gezeigt — übersichtlich in 60 Branchen gegliedert. Innerhalb der internationalen Elektronik-Offerte, an der sich Aussteller aus rund 15 Ländern beteiligen, erwartet den Messebesucher auf dem Gebiet der Nachrichten- und Meßelektronik ein hochqualifiziertes Programm, das im besonderen Maße auf komplette Anlagen u.a. für die Vermittlungs- und Übertragungstechnik, die Studiotechnik, die Schiffselektronik sowie auf komplette Meßplätze für Industrie, Wissenschaft und Forschung orientiert.

Messeausweise an allen Grenzübergangsstellen und in Reisebüros. Auskünfte: Zweigstelle des Leipziger Messeamtes, 6 Frankfurt/Main, Liebfrauenberg 37, Telefon: 287207 und 287208, Telex: 411394 sowie Leipziger Messeamt, 701 Leipzig, Markt 14, Telefon: 29560 und 7151, Telex: 051/294.

LEIPZIGER MESSE · TECHNIK UND KONSUMGÜTER

quenzgebiet machen sich, wie später noch gezeigt werden wird, Abweichungen bemerkbar, die vor allem durch die Eigenkapazität und die Eigeninduktivität des ohmschen Widerstandes bedingt sind.

3.4. Messung von Kapazitäten bei Niederfrequenz

Es gibt verschiedene Möglichkeiten zur Kapazitätsmessung. Am einfachsten und einleuchtendsten ist die Messung des Stroms, der durch den zu messenden Kondensator bei bekannter Spannung und bekannter Frequenz fließt. Legt man an einen Kondensator eine Wechselspannung U mit der Frequenz f und hat der Strom den Wert I, dann besteht die einfache Beziehung

$$I = U \cdot 6{,}28 \cdot f \cdot C.$$

Dabei ist U in Volt, I in Ampere, f in Hertz und C in Farad einzusetzen. Wie man sieht, besteht bei konstanter Spannung und konstanter Frequenz ein unmittelbarer Zusammenhang zwischen I und C, denn I ist C direkt proportional.

Diese Tatsache kann man für Kapazitätsmessungen ausnutzen, wenn Spannung und Frequenz genau bekannt sind und vor allem während der Messungen absolut konstant bleiben. Wer einen Tongenerator mit eingebautem Ausgangsspannungsmesser besitzt, kann den Versuch leicht durchführen. Zur Messung des Stroms verwendet man wieder nach Bild 23 einen Meßwiderstand, der einfach in Reihe mit dem Kondensator und dem Tonfrequenzgenerator geschaltet wird. Aus dem Spannungsabfall am Meßwiderstand läßt sich dann der Strom I berechnen. Welche Größenordnungen sich dabei im Niederfrequenzbereich ergeben, zeigt folgendes Beispiel: Es stehe eine Tonfrequenzspannung von 10 V mit der Frequenz 1000 Hz zur Verfügung, und der Kondensator habe einen Wert von 10 000 pF. Dann wird ein Strom von $10 \cdot 6{,}28 \cdot 1000 \cdot 10\,000 \cdot 10^{-12} = 6{,}28 \cdot 10^{-4}$ A = 0,628 mA fließen. Würde man die Meßfrequenz auf 10 000 Hz erhöhen, so ergäben sich 6,28 mA. Man sieht also, daß bei Kapazitätsmessungen im Tonfrequenzgebiet eine nicht zu tiefe Frequenz verwendet werden sollte, vorausgesetzt, daß die Kapazitätswerte relativ klein sind. Deshalb lassen sich beispielsweise bei Netzfrequenz nach dieser Methode nur verhältnismäßig große Kapazitätswerte von etwa 1 µF aufwärts messen. Da allerdings die Netzspannungen beliebig herauftransformiert werden können, kann man auch dann zu noch gut meßbaren Strömen kommen.

Es gibt Meßgeräte, die nach der beschriebenen Methode arbeiten. Dabei stört jedoch die Forderung nach absoluter Spannungs- und Frequenzkonstanz, was stets einen erheblichen Aufwand bedeutet. Besonders die Spannungskonstanz ist nicht immer gewährleistet. Kapazitäten lassen sich bei den relativ niedrigen Frequenzen des Tonfrequenzbereichs am besten mit Brückenschaltungen messen. Als Beispiel zeigt Bild 24 eine erprobte Kapazitäts-Meßbrücken-

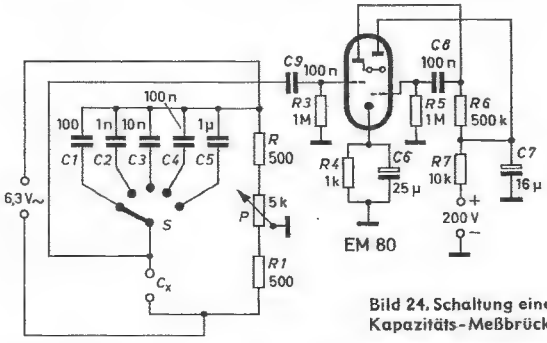


Bild 24. Schaltung einer Kapazitäts-Meßbrücke

schaltung, deren Aufbau keine großen Kosten verursacht. Die eigentliche Brücke besteht wie üblich aus vier Zweigen. Der obere linke Zweig enthält die Vergleichskondensatoren $C\,1 \ldots C\,5$, die mit dem Schalter S wahlweise eingeschaltet werden können. In den unteren linken Zweig wird die zu messende Kapazität C_x geschaltet. Der rechte obere Zweig besteht aus dem Widerstand R, der rechte untere aus $R\,1$. Mit P wird die Brücke abgeglichen, und dieses Potentiometer kann unmittelbar in Kapazitätswerten geeicht werden. Es bildet wie bei Gleichstrom-Meßbrücken den eigentlichen „Brückendraht". Zwischen dem oberen und unteren Diagonalpunkt der Brücke liegt die Brückenspannung, für die bereits die 6,3 V eines Netztransformators ausreichen.

Die gegen Masse am linken Diagonalpunkt der Brücke auftretende Spannung wird zur Anzeige herangezogen und über $C\,9$

Bel canto oder Beat...

...in jedem Fall
D 12
das weitverbreitetste Musiker-Mikrofon der Welt.

AKG - Marksteine in der Entwicklung der Mikrofon-Technik

AKUSTISCHE- u. KINO-GERÄTE GMBH · 8 MÜNCHEN 15 · SONNENSTRASSE 16

AKG

dem Steuergitter einer Anzeigeröhre EM 80 zugeführt, deren erstes System die Brückenspannung verstärkt. Die verstärkte Spannung tritt an *R 6* auf und gelangt über *C 8* zum Steuergitter des Anzeigesystems mit dem Gitterableitwiderstand *R 5; R 3* ist der Ableitwiderstand für das Gitter des Verstärkersystems. Die Anodenspannung für das Anzeigesystem wird zwischen *R 6* und *R 7* abgegriffen; zur Speisung kann man die 200-V-Spannung des Gleichspannungsnetzgerätes verwenden. In der Katodenleitung liegt der Katodenwiderstand *R 4*, der mit *C 6* überbrückt ist. Für die Brückenschaltung selbst gelten die uns schon bekannten Gesetze: Verhält sich der Blindwiderstand des jeweils eingeschalteten Vergleichskondensators zum Blindwiderstand des zu messenden Kondensators wie *R* zu *R 1*, so herrscht Brückengleichgewicht, und die Spannung erreicht ein Minimum, das die Anzeigeröhre anzeigt. Mit *P* kann man nun weitgehend das Verhältnis R/R_1 verändern, denn *P* ist ja groß gegenüber diesen beiden Widerständen.

Wie bereits im Abschnitt 2.4. bei der Gleichstrom-Widerstandsbrücke beschrieben, läßt sich das Potentiometer in Verhältniswerten R/R_1 eichen. Gegebenenfalls kann die Skala auch unmittelbar in Kapazitätswerten geeicht werden, wobei man natürlich insgesamt fünf Skalen (je eine für jeden der umschaltbaren Vergleichskondensatoren *C 1* ... *C 5*) anbringen muß. Brückenschaltungen dieser Art finden sich in zahlreichen Labors und Werkstätten. Die damit erreichbare Genauigkeit hängt weitgehend vom Aufbau, von der Genauigkeit der Vergleichskondensatoren und des Potentiometers sowie von der Sorgfalt ab, die man auf die Eichung des Potentiometers verwendet. Wer hier noch nicht viel Erfahrung hat, sollte vom Selbstbau eines kompletten Gerätes nach Bild 24 absehen. Es ist jedoch sehr lehrreich, diese Schaltung als Brettschaltung aufzubauen und ihre grundsätzliche Arbeitsweise einmal zu untersuchen. Man wird feststellen, daß sie leicht zum Arbeiten zu bringen ist. Gegebenenfalls kann man auch die Anzeigeröhre fortlassen und nur die Wechselspannung zwischen den Diagonalpunkten der Brücke mit einem Wechselspannungsmeßbereich des Vielfachinstrumentes messen. Allerdings ist dann die Genauigkeit nicht sehr groß. Wichtig ist, daß man die Wirkungsweise einmal im praktischen Versuch kennenlernt.

Prinzipiell kann man auch Elektrolytkondensatoren in Meßbrücken messen. Dann müssen allerdings besondere Vorkehrungen getroffen werden, weil Elektrolytkondensatoren polarisiert sind. Eine ganz einfache Schaltung, die wir auch praktisch erproben können und die auf der zuerst beschriebenen Strom-Meßmethode beruht, zeigt Bild 25. Eine Wechselspannung $U_\sim$ treibt einen Strom durch den zu messenden Kondensator C_x, der über einen Meßwiderstand *R* mit dem Wechselspannungsvoltmeter *V* gemessen wird. In Reihe mit C_x liegt noch eine 4,5-V-Gleichspannungsquelle, zum Beispiel eine Taschenlampenbatterie. Sie muß so gepolt werden, daß sie den Kondensator gleichspannungsmäßig vorspannt, denn Elektrolytkondensatoren sind ja in einer Richtung auch für Gleichstrom durchlässig. Würde man daher eine reine Wechselspannung unmittelbar an den Elektrolytkondensator legen, so würde der Kondensator in der einen Halbwelle in Sperrichtung, in der anderen in Flußrichtung betrieben werden, und das ist nicht zulässig. Deshalb wird der Kondensator gleichspannungsmäßig so weit vorgespannt, daß die in der Sperrichtung wirkende Halbwelle den Kondensator nicht mehr umpolen kann. Die angelegte Meß-Wechselspannung muß in diesem Fall also niedriger als etwa 3 V_{eff} sein. Dann fließt durch den Kondensator ein reiner Wechselstrom, der jetzt, wie beschrieben, gemessen werden kann und aus dem sich dann die Kapazität ermitteln läßt. Ist der Strom zu niedrig, dann kann man die Wechselspannung entsprechend erhöhen. Dabei muß man aber auch die Vorspannung in gleichem Maße heraufsetzen, um die Gefahr der Umpolung des Kondensators zu vermeiden. Bei höheren Spannungen ergeben sich wegen der relativ großen Kapazität von Elektrolytkondensatoren auch mit Netzfrequenz noch gute Ergebnisse.

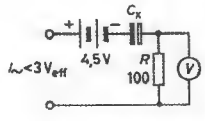


Bild 25. Meßschaltung für Elektrolytkondensatoren

Selbstverständlich darf die Prüfspannung der Kondensatoren in keinem Fall überschritten werden.

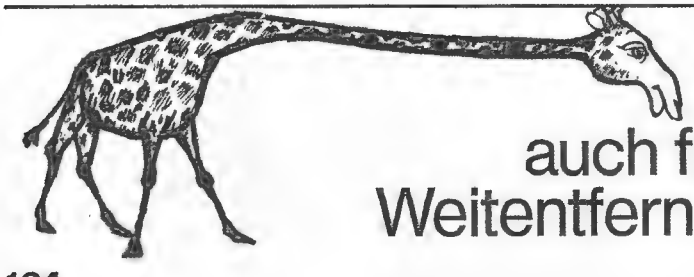
Außer den hier beschriebenen Methoden der Kapazitätsmessung im Niederfrequenzgebiet gibt es noch andere Verfahren, die zum Beispiel auf der Umladung von Kondensatoren beruhen. Da wir darauf im Rahmen der Frequenzmessungen noch zu sprechen kommen, möge dieser Hinweis genügen.

3.5. Messung von Induktivitäten im Niederfrequenzbereich

Induktivitäten haben ebenso wie Kapazitäten einen Blindwiderstand, der sich meßtechnisch ermitteln läßt. Man kann daher ebenso wie bei Kapazitäten bei einer bestimmten Frequenz und einer bestimmten Spannung den Strom messen, der durch die Induktivität fließt, und aus diesen Daten dann die Induktivität berechnen. Es gilt die einfache Beziehung $I = U/6{,}28 \cdot f \cdot L$, wobei *I* in Ampere, *U* in Volt, *f* in Hertz und *L* in Henry einzusetzen ist. Der Strom durch eine Induktivität ist also bei konstanter Spannung und konstanter Frequenz der Induktivität umgekehrt proportional. Eine geeignete Meßschaltung zeigte Bild 23, die wir bereits anläßlich der Wechselstrommessung besprachen. Auf die Möglichkeiten von Meßfehlern wurde ebenfalls schon verwiesen. Bei den Induktivitäten, wie sie im Tonfrequenzgebiet gebräuchlich sind, ist noch ein weiterer Umstand wichtig, nämlich ein möglicherweise vorhandener Eisenkern. Spulen mit höherer Induktivität für Tonfrequenzen haben entweder einen Kern aus Eisenblechen oder aus Ferrit. Infolgedessen spielt die Magnetisierungskurve dieser Stoffe eine Rolle, die unter Umständen zu Fehlmessungen führen kann. Je kleiner der durch die Induktivität fließende Wechselstrom ist, um so weniger macht sich der Einfluß des Eisenkernes in dieser Hinsicht bemerkbar, um so genauer wird also auch die Messung. Man muß auf jeden Fall vermeiden, daß in dem Meßstrom eine Gleichstromkomponente vorhanden ist, die das Eisen vormagnetisiert. Man würde sonst viel zu große Werte für den Strom beziehungsweise zu kleine Werte für *L* erhalten.

Die Schaltung nach Bild 23 kann man unter Verwendung von zwei Voltmetern *V 1* und *V 2* auch noch in etwas anderer Form zur Ermittlung der Induktivität *L* heranziehen. Bei diesem Verfahren darf der Widerstand *R* ohne weiteres größere Werte haben, denn es kommt hier nur auf das Verhältnis der beiden Spannungen U_1 an der Drossel *L* und U_2 am Widerstand *R* an. Mißt man diese beiden Spannungen, ist *R* bekannt und kennt man außerdem auch die Frequenz der angelegten Spannung, deren Größe in die Messung nicht eingeht, so erhält man für die Induktivität den Ausdruck $L = \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{R}{6{,}28 \cdot f}$. Hier also geht nur das Verhältnis U_2/U_1 in die Messung ein. Ist $U_2 = U_1$, so bedeutet das, daß der Widerstand *R* dem induktiven Widerstand von *L* gleich ist, und dann gilt einfach $L = R/6{,}28 \cdot f$.

Wichtig ist bei dieser Messung, daß der ohmsche Widerstand der Spule gegenüber dem induktiven Widerstand zu vernachlässigen ist. Das ist um so eher der Fall, je höher die Meßfrequenz gewählt wird; sie sollte bei dieser Messung nicht unter etwa 1000 Hz liegen. Als Meßspannungsquelle dient einer der empfohlenen Tonfrequenzgeneratoren, wobei nochmals darauf hingewiesen sei, daß der Meßstrom keine Gleichstromkomponente enthalten darf. In vielen Fällen interessiert der Einfluß einer Gleichstromvormagnetisierung auf die Induktivität einer Drossel. Wir wissen aus den Grundlagen der Elektrotechnik, daß die Anwesenheit von Eisen zwar die Induktivität einer Spule stark heraufsetzen kann, daß diese Induktivität jedoch unter dem Einfluß einer Gleichstromvormagnetisierung erheblich kleiner wird. Will man diesen Vorgang meßtechnisch verfolgen, so muß man der Drossel nicht nur einen Meß-Wechselstrom zur Induktivitätsbestimmung zuführen, sondern sie gleichzeitig mit einem dosierbaren Gleichstrom, der für die Vormagnetisierung sorgt, speisen. Hierfür kann man mit Vorteil die Schaltung nach Bild 26 verwenden, die wir leicht ausprobieren können. Sie beruht auf der Tatsache, daß der Gleichstrom-Innenwiderstand einer Röhre gering, ihr Wechselstromwiderstand jedoch sehr hoch sein kann. Auf diese Weise


auch für Weitentfernte

Das Heninger-Sortiment kommt jedem entgegen: 900 Fernseh-Ersatzteile, alle von namhaften Herstellern. Qualität im Original – greifbar ohne Lieferfristen, zum Industriepreis und zu den günstigen Heninger-Konditionen.

Lieferung nur an Fernsehwerkstätten (Privat-Besteller bleiben unbeliefert)

Ersatzteile durch Heninger

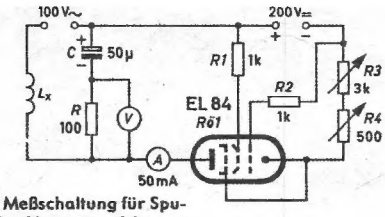


Bild 26. Meßschaltung für Spulen mit Vormagnetisierung

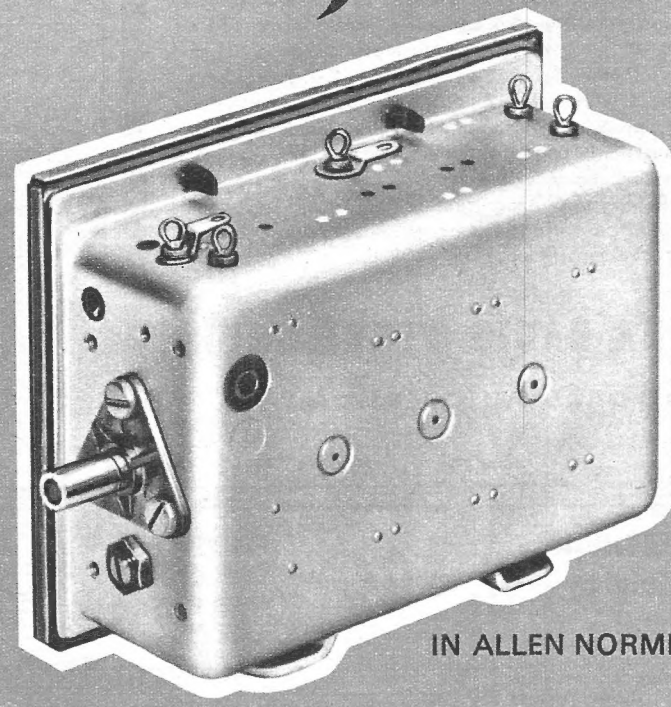
kann man leicht den Wechselstromkreis vom Gleichstromkreis elektrisch gut trennen. Der Wechselstromkreis besteht in diesem Fall aus einer Wechselspannungsquelle von 100 V, die Netzfrequenz haben darf, dem Trennkondensator *C* und dem Meßwiderstand *R*, dem das Voltmeter *V* parallel geschaltet ist. Denken wir uns die rechte Hälfte der Schaltung zunächst fort, so haben wir im Prinzip die Anordnung nach Bild 23 vor uns, wobei das Fehlen des Trennkondensators *C* belanglos ist. Über den Meßwiderstand *R* wird also der durch die zu messende Spule fließende Wechselstrom bestimmt. Der rechte Teil der Schaltung leitet der Spule nun einen Gleichstrom über die Röhre *Rö 1* zu. Die Röhre wird von einer Gleichspannung 200 V (entnommen zum Beispiel unserem Netzgerät) gespeist, in ihrer Katodenleitung liegen die Regelwiderstände *R 3* und *R 4* zur Dosierung des Anodenstromes. Die Schirmgitterspannung wird über *R 1* zugeführt, *R 2* ist nur ein UKW-Schutzwiderstand. Je kleiner *R 3* und *R 4* gewählt werden, um so größer wird der Anodengleichstrom der Röhre, der, wie man sieht, über die Drossel L_x fließen muß. Der Gleichstrom kann mit dem Instrument *A* gemessen werden. Da die Pentode EL 84 für Wechselspannungen einen wesentlich größeren Widerstand als für Gleichspannungen hat, wird der Meßwechselstrom zum allergrößten Teil nur über *C* und *R* fließen; er kann also nicht über die Röhre in den Gleichstromteil der Schaltung eindringen. Die Bedienung ist sehr einfach. Für jeden Wert des mit *R 3* oder *R 4* eingestellten Gleichstromes bestimmt man den Wert des Wechselstromes und errechnet daraus die Induktivität. Der Versuch sollte einmal mit Spulen beliebiger Daten durchgeführt werden. Man erhält dabei interessante Ergebnisse und bekommt auch ein Gefühl für den Einfluß des Eisenkernes beziehungsweise eines eventuell vorhandenen Luftspaltes, der diesen Einfluß mehr oder weniger in den Hintergrund treten läßt.

Mit welchen Meßfehlern muß man bei einer solchen Schaltung rechnen? Darüber sollte man sich immer wieder bei jeder Messung Rechenschaft ablegen. Zunächst ist stets zu prüfen, wieweit die Anwesenheit des Meßwiderstandes *R*, der im Bild 26 mit beispielsweise 100 Ohm angegeben ist, die Messung verfälschen kann. Eine gewisse Ungenauigkeit tritt weiterhin dadurch auf, daß ein wenn auch nur sehr geringfügiger Teil des Meßwechselstromes doch in den Gleichstromteil eindringt. Je größer man den Kondensator *C* macht und je kleiner man *R* wählt, um so geringer wird dieser Einfluß, denn dann ist der Wechselstromwiderstand des Zweiges *C*, *R* bestimmt sehr klein gegenüber dem Widerstand der angeschlossenen Gleichstromschaltung. Natürlich geht auch die Genauigkeit des Instrumentes *A* mit in die Messung ein.

Die vorstehend beschriebenen Methoden zur Messung von Induktivitäten im Niederfrequenzgebiet mögen genügen, um uns das Wichtigste zu zeigen. Bei der Behandlung von Hochfrequenzmessungen kommen wir nochmals auf Messungen an Induktivitäten, insbesondere solchen mit kleineren Werten, zurück. (Fortsetzung folgt)

Eine der leistungsfähigsten U.H.F.-TUNER Produktionen in

"Europa"



IN ALLEN NORMEN

UNSERE LAUFENDE FERTIGUNG :

FERNSEH :
- U.H.F. - TUNER KONVERTER
- V.H.F. - WÄHLER
- ABLENK - EINHEITEN

MIT RÖHREN UND TRANSISTOREN

RADIO :
- "RUNDFUNK" DREHKONDENSATOREN, MIKROPHONIEFREI
- "KOMMERZIELLE" DREHKONDENSATOREN u. TRIMMER

Société des Ateliers René Halftermeyer

ARENA

S. A. au capital de 5.000.000 de F.
Siège Social : 35, avenue Faidherbe - MONTREUIL (Seine) FRANCE - Tél. : 287-28-90
3 USINES :
à MONTREUIL (Seine), à CHAMPIGNY (Seine) et à ST-AUBIN-LES-ELBEUF (Seine-Maritime)

in herrlicher Voralpenlandschaft, in der Nähe des Chiemsees gelegen, suchen wir einen

1. Vorkalkulator

Der Bewerber muß Kenntnisse der feinmechanischen und elektrotechnischen Fertigungstechnik aufweisen, sicher sein im Aufrechnen von Bauelementen und Geräten der Unterhaltungselektronik nach Angaben von Labor und Entwicklung sowie Vorkalkulationen nach Fertigungsunterlagen sicher erstellen können; ausreichende Berufspraxis und Refa-Kenntnisse sind Voraussetzung. Nur verantwortungsbewußte Bewerber aus der Branche, die bereits als Vorkalkulatoren tätig waren und den Posten voll ausfüllen können, bitten wir, uns die Bewerbungsunterlagen (tabellarisch übersichtlicher, handgeschriebener Lebenslauf, Referenzen, Zeugnisabschriften, neues Foto, Angabe des frühesten Eintrittstermins, Wohnungswünsche und Gehaltsansprüche) einzureichen an

KÖRTING RADIO WERKE GMBH

8211 - GRASSAU/CHIEMGAU

Zur Ergänzung unserer Redaktion

suchen wir einen

jüngeren Mitarbeiter

möglichst Betriebswirt, Volkswirt oder Wirtschaftsingenieur

Herren mit praktischen Erfahrungen in Wirtschaft oder Presse sowie technischem Verständnis, die an einer entwicklungsfähigen Dauerstellung interessiert sind, bitten wir um eine ausführliche Bewerbung mit Lebenslauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch an

LICHTTECHNIK

1 Berlin-Borsigwalde (52)

Eichborndamm 141-167

TECHNIK Katalog neu!

Amateurfunk – Radiotechnik – Elektronik – Transistortechnik – Bausätze und fertige Geräte – Meßinstrumente für Bastler und Service – Bauteile – Röhren – Transistoren – Funksprechgeräte – Fachbücher – Bastelbücher – Werkzeuge u. v. a.
130 S. Großformat, viele Abbild. Schutzgeb. 1,50 in Briefm. oder Nachn. (+ Kosten)

Technik-Versand, 28 Bremen 17, Abt. K. 13, Postfach

Rundfunk DEUTSCHE WELLE
Anstalt des öffentlichen Rechts

Wir suchen zum baldigen Eintritt

Filmtechniker(innen)

für die Ein- und Ausgangsprüfung von Kopien aller Art.

Negativabzieherin

für Negativschnitt (Fotolaborantin kann eingearbeitet werden).

Sie finden bei uns eine vorteilhafte Vergütung, Dauerbeschäftigung, 13. Monatsgehalt, 5-Tage-Woche, Beihilfe in Krankheitsfällen, Kinderzuschlag ab erstem Kind, Trennungsentschädigung und Umzugskostenbeihilfe, Fahrkostenzuschuß, verbilligtes gutes Mittagessen in modern eingerichteter Kantine, Erholungsurlaub je nach Lebensalter und Tätigkeit von 4–5 Wochen.

Richten Sie bitte Ihre Bewerbung mit Lebenslauf, Lichtbild, Angabe der Gehaltswünsche und des frühestmöglichen Eintrittstermins an:

DEUTSCHE WELLE
Personalabteilung
5 Köln, Brüderstraße 1

Gegen gute Bezahlung zu kaufen gesucht:

Loewe Ortsempfänger

mit oder ohne Dreifachröhre Baujahr 1926.

Angebote erbeten an:

Radio Burgel KG
7150 Backnang, Marktstraße 25

Kaufgesuche

Röhren und Transistoren aller Art, kleine und große Posten gegen Kasse. **Röhren-Müller,** Kelkheim/Ts., Parkstr. 20

Labor-Meßinstrumente aller Art. Charlottenburger Motoren, Berlin W 35

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebot kleiner und großer Sonderposten in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art. Berlin 31, Fehrbelliner Pl. 3. Telefon: 87 33 95 / 96. Telex: 1–84 509

Auf Draht bleiben

durch Studium moderner

FACHBÜCHER

Immer dabei mit neuer „RIM-Literaturfibel" und Katalog „Meß- und Prüfgeräte gratis — Postkarte genügt

„RIM-Bausteinfibel" Nachn. DM 4,30

RADIO-RIM • Abt. Literatur
8 München 15 • Postfach 275

Neuentwicklung!

MINIFUNK-Sprechfunkgerät Modell 1002

13 Transistoren, Außenantennenanschluß, größte Reichweite, FTZ-Nr. K-552/65.

Besonderheiten:

- 1,6-Watt-Leistung
- 2 Sprechkanäle
- eingebauter Tonruf
- Geräuschregler und Batteriespannungsmesser
- Anschlußmöglichkeiten für Ohrhörer, Kfz.-Batterie, Netzteil und Fahrzeugantenne

Interessante Konditionen für Wiederverkäufer!

Alleinvertrieb:

Hans J. Kaiser, Import — Export
69 Heidelberg, Postfach 1054, Tel. 06221/27609

Widerstände 0,1–4 W achsial meist mit Farbcode gängig sortiert
1000 St. **21,50** 2500 St. **45,–**

1 kg Kondensatoren Styroflex, Keramik, Rollelektrolyt, gut sort. **29,50**

Siemens AF 139, 1 St. **8,50,** 10 St. à **7,95,** 25 St. à **7,50,** 100 St. à **6,50**

TEKA, 8450 **Amberg,** Georgenstr. 3 Ruf: 36 26

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsehtechnik durch Christiani-Fernkurse Radiotechnik und Automation. Je 25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur und Abschlußzeugnis. 800 Seiten DIN A4. 2300 Bilder, 350 Formeln und Tabellen. Studienmappe 8 Tage zur Probe mit Rückgaberecht. (Gewünschten Lehrgang bitte angeben.) Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Postf. 1957

Fachliteratur von hoher Qualität

FACHBÜCHER

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

I. Band: 728 Seiten · 646 Bilder ..... Ganzleinen 19,50 DM
II. Band: 760 Seiten · 638 Bilder ..... Ganzleinen 19,50 DM
III. Band: 744 Seiten · 669 Bilder ..... Ganzleinen 19,50 DM
IV. Band: 826 Seiten · 769 Bilder ..... Ganzleinen 19,50 DM
V. Band: *Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen*
810 Seiten · 514 Bilder ..... Ganzleinen 26,80 DM
VI. Band: 765 Seiten · 600 Bilder ..... Ganzleinen 19,50 DM
Gesamtinhaltsverzeichnis I.-VI. Band
40 Seiten ..... Kunststoffeinband 3,30 DM
VII. Band: 743 Seiten · 538 Bilder ..... Ganzleinen 19,50 DM

Oszillografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen moderner Elektronenstrahl-Oszillografen
von J. CZECH
684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen ... Ganzleinen 38,— DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen
von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE
223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen ... Ganzleinen 19,50 DM

Schaltungen und Elemente der digitalen Technik

Eigenschaften und Dimensionierungsregeln zum praktischen Gebrauch
von KONRAD BARTELS und BORIS OKLOBDZIJA
156 Seiten · 103 Bilder ..... Ganzleinen 21,— DM

Transistoren bei höchsten Frequenzen

Theorie und Schaltungspraxis von Diffusionstransistoren im VHF- und UHF-Bereich
von ULRICH L. ROHDE
163 Seiten · 97 Bilder · 4 Tabellen ..... Ganzleinen 24,— DM

Elektrische Nachrichtentechnik

von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER
I. Band: **Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke**
650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen .... Ganzleinen 36,— DM
II. Band: **Röhren und Transistoren mit ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen**
603 Seiten · 411 Bilder · 14 Tabellen ... Ganzleinen 36,— DM

Transistor-Schaltungstechnik

von HERBERT LENNARTZ und WERNER TAEGER
254 Seiten · 284 Bilder · 4 Tabellen .... Ganzleinen 27,— DM

Prüfen · Messen · Abgleichen Fernsehempfänger-Service

von WINFRIED KNOBLOCH
108 Seiten · 39 Bilder · 4 Tabellen ..... Ganzleinen 11,50 DM

Praxis des Stereo-Decoder-Service

von U. PRESTIN
70 Seiten · 62 Bilder ..... Broschiert 7,80 DM

Elektronik für den Fortschritt

von Dipl.-Ing. WERNER SPARBIER
292 Seiten im Großformat
439 Bilder, davon 176 farbig .... Kunststoffeinband 32,50 DM

Praxis der Rundfunk-Stereofonie

von WERNER W. DIEFENBACH
145 Seiten · 117 Bilder · 11 Tabellen · Ganzleinen 19,50 DM

Elektrotechnische Experimentier-Praxis

Elementare Radio-Elektronik
von Ing. HEINZ RICHTER
243 Seiten · 157 Bilder · 301 Versuche · Ganzleinen 23,— DM

Methoden der Beleuchtungsstärkeberechnung für Außenbeleuchtung

Veröffentlichung des Fachausschusses „Außenbeleuchtung" der Lichttechnischen Gesellschaft e. V.
94 Seiten · 35 Bilder und Diagramme · 6 Arbeitsblätter
Broschiert 6,— DM

Kompendium der Photographie

von Dr. EDWIN MUTTER
I. Band: **Die Grundlagen der Photographie**
Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage
358 Seiten · 157 Bilder ..... Ganzleinen 27,50 DM
II. Band: **Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren**
334 Seiten · 51 Bilder ..... Ganzleinen 27,50 DM
III. Band: **Die Positivverfahren, ihre Technik und Anwendung**
304 Seiten · 40 Bilder · 27 Tabellen .... Ganzleinen 27,50 DM

Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik

mit Randgebieten Englisch · Deutsch · Französisch
von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU
663 Seiten ..... Ganzleinen 39,50 DM

Praxis der Schmalfilmvertonung

demonstriert an Siemens-Geräten
von PETER STÜBER
52 Seiten · 12 Bilder ..... Broschiert 6,— DM

FACHZEITSCHRIFTEN

FUNK-TECHNIK
Rundfunk · Fernsehen · Phono · Magnetton · Hi-Fi-Technik · Amateurfunk
Meßtechnik · Elektronik — Monatlich zwei Hefte

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU
Hochfrequenz · Fernsehen · Elektroakustik / Messen · Steuern · Regeln
Monatlich ein Heft

RUNDFUNK-FERNSEH-GROSSHANDEL
Alleiniges Organ des Verbandes Deutscher Rundfunk- und Fernseh-Fachgroßhändler (VDRG) e.V. — Monatlich ein Heft

LICHTTECHNIK Beleuchtung · Elektrogerät · Installation
Organ der Lichttechnischen Gesellschaft e.V. — Monatlich ein Heft

PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT
Organ des Verbandes der Deutschen Photographischen Industrie e.V.
Monatlich ein Heft

KINO-TECHNIK Film · Fernsehen
Organ der Deutschen Kinotechnischen Gesellschaft für Film und Fernsehen
Monatlich ein Heft

MEDIZINAL-MARKT / ACTA MEDICOTECHNICA
Zentralorgan für die medizinisch angewandte Technik
mit DER ARZT AN DER KAMERA — Monatlich ein Heft

KAUTSCHUK UND GUMMI · KUNSTSTOFFE
Internationale Zeitschrift für hochpolymere Werkstoffe
Wissenschaft · Technik · Wirtschaft
Organ der Deutschen Kautschuk-Gesellschaft e.V. — Monatlich ein Heft

Zu beziehen durch jede Buchhandlung

im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

Spezialprospekte und Probehefte auf Anforderung

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · HELIOS-VERLAG GMBH
BERLIN-BORSIGWALDE · POSTANSCHRIFT: 1 BERLIN 52

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167. Tel.: (03 11) 4 12 10 31. Telegramme: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 vrfkt. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartsch, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, Berlin. Chefgraphiker: B. W. Beerwirth, Berlin. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postscheck: Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 7 9302. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Abonnementspreis bei Postbezug im Inland monatlich 3,55 DM einschl. Postgebühren, im Ausland 3,70 DM zuzüglich Porto. Einzelheft im In- und Ausland 1,90 DM zuzüglich Porto. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck – auch in fremden Sprachen – und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Druck: Druckhaus Tempelhof

TOURING-Klangform bietet mehr!

Der meistgekaufte Universalsuper überrascht Sie mit neuer Form und noch besseren Klangeigenschaften!

SCHAUB-LORENZ